



TITLE:

光加入者系・高品位映像伝送分配  
方式に関する研究( Dissertation\_全  
文)

AUTHOR(S):

布施, 優

---

CITATION:

布施, 優. 光加入者系・高品位映像伝送分配方式に関する研究. 京都大学  
, 2005, 博士(工学)

ISSUE DATE:

2005-01-24

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r11579>

RIGHT:

# 光加入者系・高品位映像伝送分配方式に関する研究

平成16年12月

布施 優

# 光加入者系・高品位映像伝送分配方式に関する研究

平成16年12月

布施 優

## 目次

第1章 序論	1	
1.1 はじめに	1	
1.2 本研究の背景と目的	4	
1.3 本研究の概要	6	
1.4 本研究に関わる周辺技術の解説	10	
第2章 ハイブリッドSCM光伝送分配方式	21	
2.1 緒言	21	
2.2 構成	22	
2.3 設計	25	
2.3.1 光変調度		25
2.3.2 光伝送路構成と光レベルダイヤ		27
2.3.3 光信号波長		29
2.4 光デバイス	31	
2.4.1 DFBレーザ		31
2.4.2 光ファイバ増幅器 (EDFA)		32
2.5 光伝送特性	34	
2.6 考察：光分配数の検討	36	
2.7 結言	40	
第3章 FM一括変換型光伝送方式	43	
3.1 緒言	43	
3.2 構成	44	
3.3 CNR特性	46	
3.3.1 基本特性		46
3.3.2 劣化要因		48
3.3.2.1 FM復調動作における干渉ビート雑音		49
3.3.2.2 残留FM信号スペクトル		56
3.3.2.3 FM変調信号の帯域制限		58
3.3.3 理論および検証		59
3.3.4 設計および評価		60
3.3.5 まとめ		63
3.4 歪特性	64	
3.4.1 歪要因		64
3.4.2 群遅延歪		66
3.4.2.1 多チャンネル伝送における歪理論		66
3.4.2.2 実験検証		71
3.4.3 高調波パルス化歪		73
3.4.3.1 発生原理		74
3.4.3.2 直線歪特性		76
3.4.4 考察		84
3.4.5 まとめ		86
3.5 伝送帯域幅	87	
3.5.1 FM復調過程における位相雑音の発生		87

3.5.2	帯域制限による位相雑音の増大	90
3.5.3	CNR劣化特性と所要帯域幅	91
3.5.3.1	三角雑音	91
3.5.3.2	FM伝送路の帯域制限によるCNR劣化	92
3.5.3.3	FM復調器の動作帯域制限によるCNR劣化	94
3.5.3.4	CNR特性から見た所要帯域幅	96
3.5.4	まとめ	97
3.6	光処理技術の適用	98
3.6.1	低雑音FM変調技術の提案	98
3.6.1.1	構成	98
3.6.1.2	理論検討	99
3.6.1.3	実証実験	101
3.6.1.4	光デバイス評価	106
3.6.1.5	まとめ	110
3.6.2	光処理FM復調技術の提案	111
3.6.2.1	構成	111
3.6.2.2	理論検討	111
3.6.2.3	実証実験	114
3.6.2.4	まとめ	119
3.7	結言	120
第4章	大容量光アクセス方式	123
4.1	緒言	123
4.2	広帯域FM／ベースバンドデジタル重畳伝送方式	123
4.2.1	はじめに	123
4.2.2	構成	124
4.2.3	設計	126
4.2.3.1	ベースバンドデジタル信号のSNR特性	126
4.2.3.2	広帯域FM信号のCNR特性	128
4.2.4	受光レベル設計	131
4.3	超多チャンネルWDM／SCM光伝送方式	134
4.3.1	はじめに	134
4.3.2	構成	134
4.3.3	光フィルタ伝送特性と仕様設計	136
4.3.3.1	光フィルタ透過特性	136
4.3.3.2	光フィルタの所要帯域幅	139
4.3.4	EDFAの動作条件と光分配数の設計	141
4.4	RF／デジタル混在WDMパケットルーティング方式	144
4.4.1	はじめに	144
4.4.2	構成	144
4.4.3	EDFAバースト増幅特性	146
4.4.3.1	EDFA利得の過渡応答理論	146
4.4.3.2	バースト光信号波形の理論検討	147
4.4.3.3	実験検証	150
4.4.4	バースト光信号・連続光信号間干渉現象	151
4.4.4.1	連続光信号多重時のEDFA過渡応答の理論検討	151

4.4.4.2 実験検証	152
4.5 結言	156
第5章 結論	159
謝辞	161
本研究に関する発表	163

附録1 (第3章 FM一括変換型光伝送方式 3.4 歪特性)	169	
3.4.6 FM変復調器の歪特性		169
3.4.6.1 FM復調効率の非線形歪		169
3.4.6.2 識別レベル偏差歪		173
3.4.6.3 評価		175
3.4.6.4 考察		182
附録2 (第3章 FM一括変換型光伝送方式 3.4 歪特性)	185	
3.4.7 光ファイバ伝送特性		185
3.4.7.1 波長分散理論		185
3.4.7.2 評価および考察		191
3.4.7.3 まとめ		198
附録3 (第3章 FM一括変換型光伝送方式 3.4 歪特性)	199	
3.4.8 設計		199
附録4 (第3章 FM一括変換型光伝送方式 3.5 伝送帯域幅)	203	
3.5.5 歪から見た所要帯域幅		203
3.5.5.1 FM伝送路の振幅特性による歪劣化		203
3.5.5.2 FM伝送路の位相特性による歪劣化		204
附録5 (第4章 大容量光アクセス方式 4.2 広帯域FM／ベースバンドデジタル重畳伝送方式)	207	
4.2.5 光受信器の非線形性による信号品質劣化		207

(Abstract)

光アクセス網における映像配信サービスの実用化を目的として、RF変調技術をベースとした高品位・大容量光伝送方式に関する研究を行った。

まず、SCM光伝送と光ファイバ増幅器を用いた多チャンネルRF変調信号の光伝送分配方式を提案した。低歪半導体レーザの開発を行うと共に、光ファイバ増幅器の歪発生原理とその最適動作パラメータの設計手法を明確化し、全150chのAM/16QAMハイブリッド信号を光のまま100以上に多分配するシステムの実現性を示した。

また、SCM光伝送の長距離化と共に、光伝送路における多重反射耐性を確保することによって、通信用光網を流用した経済的な映像配信を実現する「FM一括変換型光伝送方式」の開発を行った。特有の雑音および歪劣化要因を抽出、解析し、広帯域FM伝送における所要帯域幅の定量化等を行うことにより、AM/64QAMハイブリッド光伝送システムの設計手法を確立し、本方式の実用化を行った。

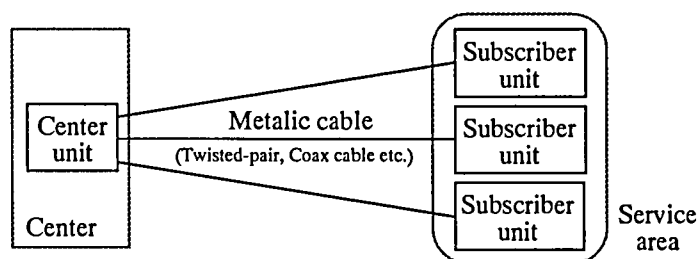
さらに、将来のアクセス網における「放送と通信の融合」に向けて、映像信号と通信データの多重方式や、約10,000chに及ぶ超大容量伝送方式の提案を行い、理論解析と実験評価によりその実現可能性を明らかにすると共に、設計手法を構築した。



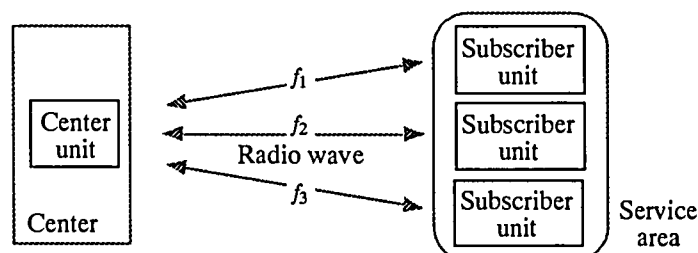
## 第1章 序論

### 1.1 はじめに

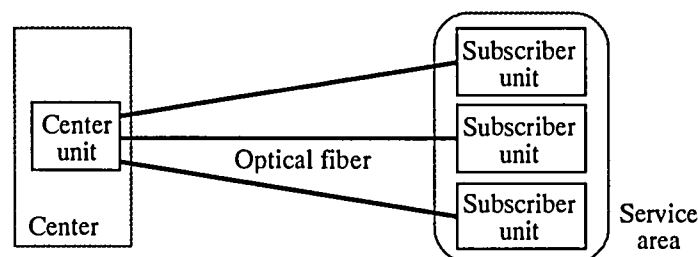
マルチメディア時代を迎え、放送／通信需要が爆発的に伸張する中、一般加入者に向けた高速・広帯域のアクセスサービスに大きな期待が集まっている。アクセス網の構成に関しては、古くから多種多様な検討がなされており、図1-1-1に示すような有線／無線の各種方式が提案されてきた。中でも、放送／通信事業者から一般加入者までの伝送路に光ファイバを適用する光アクセスは、将来に亘る多チャンネル化、大容量化の要求に容易に対応できる極めて有望な方式と言える。特に、全伝送路を光ファイバで構築するFTTH（Fiber To The Home）では、光ファイバの超広帯域伝送特性を余すところなく活用して、理想的なアクセスシステムを実現できる。



(a) メタリック・アクセス方式：電話網、CATVシステム等



(b) 無線アクセス方式：FWA（Fixed Wireless Access）システム等



(c) 光アクセス方式：FTTH、FTTCシステム等

図1-1-1 各種アクセスシステム

通信方式としての光伝送に関する研究開発は、大陸間海底伝送等を代表とした幹線系における長距離・大容量のデータ伝送手段として、盛んに行われてきた。これは、低損失、広帯域と言った光ファイバの特徴が、高品質、高信頼性といった幹線系への要求に対し高い整合性を有していたことを背景としている。光ファイバ伝送によってもたらされた通信トラフィックの増大は、やがて中継系に波及し、上述のようにアクセス系の大容量化を促す要因になったと考えられる。しかし、一般に光ファイバ伝送用のデバイス（光源、受光素子等）には、電気デバイスに比べて高価なものが多い。光デバイスコストは、伝送品質や信頼性の確保

が最優先される幹線系では、ある程度度外視される傾向にあるが、アクセス系への適用に当たっては、その問題は極めて大きい。特に、アクセス系は、その一端が加入者に接続されるという性質上、システムコストの一部を加入者が負担する場合が多く、幹線系や中継系とは比較にならない厳しい経済化が要求される。

このような経緯から、各光デバイスの低コスト化開発と併せて、光アクセスシステムの構成面においても、経済性と信頼性を両立するための検討がなされてきた。図1-1-2に、光アクセスの各種網形態（トポロジー）を示す。(a) シングル・スター（SS：Single Star）方式は、局設備と加入者端末を一対一で光ファイバで直結する構成で、1組の伝送装置を1加入者で占有するため、高速化に有利な反面、加入者当たりのコスト負担が大きいという欠点がある。(b) アクティブ・ダブルスター（ADS：Active Double Star）方式は、局設備から加入者近傍のノード迄を光ファイバで伝送し、ノードで光電変換された電気信号を増幅／分配し、既存メタルケーブル（電話線等）を用いて複数の加入者宅に配信する構成である。光伝送装置を、複数の加入者で共用するため、頭割り効果によって加入者のコスト負担を軽減できるが、局外のノード施設に増幅器等のアクティブな機器を設置する必要があることから保守／管理面で課題を有している。(c) パッシブ・ダブルスター（PDS：Passive Double Star）方式は、局設備から送出された光信号を光のまま分岐し、複数の光加入者に配信する構成である。ADS同様、光伝送装置の一部を複数加入者で共用できる上、伝送路上にアクティブデバイスを備えない（光信号を分岐するパッシブデバイス：光カプラ等のみを必要とする）ため、経済性と保守／運用性のバランスが最も優れた方式と言える。但し、光分岐時の電力損失によって、光伝送距離や光分岐数が制限されるという欠点を有している。

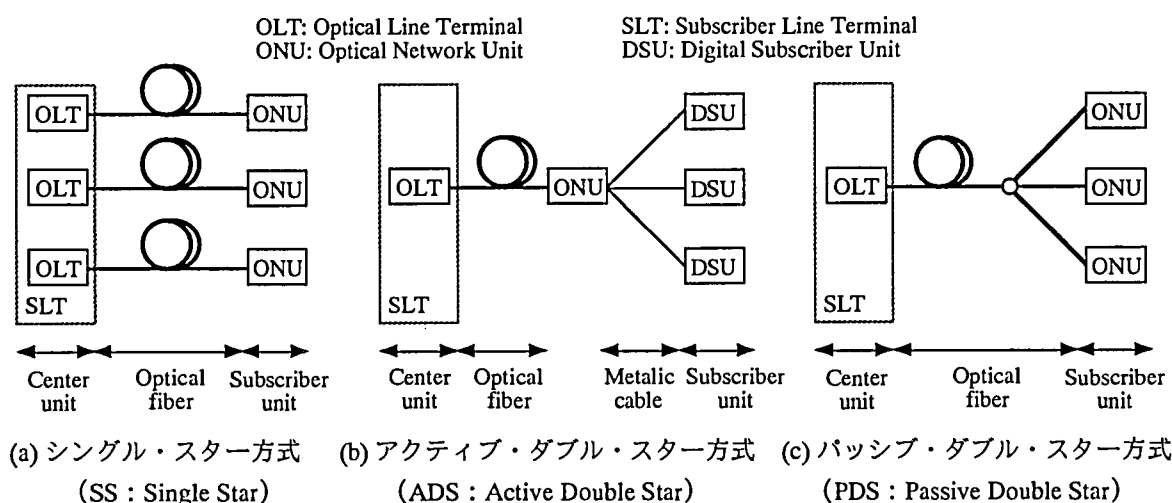


図1-1-2 光アクセスシステム トポロジー

一方、映像配信は、個人向け大容量コンテンツの最有力であり、特にCATVに代表される多チャンネル映像サービスは、音声／通信サービスとは比較にならない程の広帯域性を必要とする点で、光ファイバ伝送の優位性を活かすことのできるアクセスサービスと言える。CATVは、国内に先行して米国で広く普及したが、その伝送路の多くに損失の大きな同軸ケーブルが用いられており、また経済化を図るため、1つのシステムに極めて多くの加入者を収容する構成を採用していた。このため、同軸網上に多数の増幅装置や分配器を備える必要があり、それらが与える特性劣化によって、信号品質は必ずしも良好とは言えない状況であった。そこで、伝送品質の向上、あるいはさらなるサービスエリアの拡大を目的として、1980年代後半の比較的早期から、伝送路の光化が進められた[1-7]。このCATV網の光化は、HFC（Hybrid Fiber Coax）と呼ばれる光ファイバ網と同軸網を併用した独自のネットワーク構成に基づいている。即ち、複数の加入者で形成するゾーンをノードに集約し、センター局からノードまでの長距離幹線区間を光ファイバ伝送とし、ノードからゾーン内の各加入者までの比較的短距離の分配区間では既存の同軸ケーブル網を利用するものである。このような構成により、加入者周りの網構成、装置環境を変更することなく、かつ当該同軸伝送部分を短距離化

することで伝送信号の損失や波形劣化を低減しながら、光ファイバの低損失性を活かしてサービスエリアの拡大を図ることができる。また、同軸ケーブルの性能面での制約を軽減して、比較的自由的なネットワーク構築が可能となる上、1システムに収容する加入者数を抑えれば、上り経路における複数加入者端末からの流合雑音をも低減して、高品質なCATVシステムを実現できる。

このような「光CATV」システムにおいて、映像信号の光伝送方式には、SCM (Sub-Carrier Multiplex : 副搬送波多重) 光伝送[8-11]が専ら採用されてきた。SCM光伝送とは、図1-1-3に示すように、地上波放送等と同様のRF (Radio Frequency) 変調信号 (VSB-AM等) による周波数多重 (FDM : Frequency Division Multiplex) 信号を、そのまま光信号に変換して伝送する技術である。従来の放送設備や一般受像器、あるいは同軸網で扱ってきた信号をそのまま光伝送するため、光送信装置への入力信号、光受信装置からの出力信号共に、既存設備/装置と同様のインタフェース (信号形式) を用いて接続性、親和性を維持しながら、光ファイバによる高品質・長距離伝送といったメリットを享受することができる。さらに、構成部品やデバイスの多くを従来CATV装置から流用できる等、コスト面でのメリットも大きく、数十程度の多チャンネル映像信号をポイント・ツウ・ポイント伝送するCATV幹線路における光伝送方式の主流となっていた。

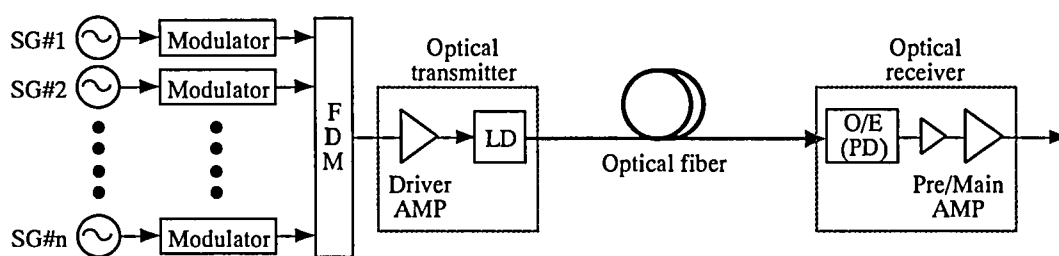


図1-1-3 SCM光伝送方式

ところで、SCM光伝送のようなアナログ伝送方式は、デジタル方式に比べて、波形歪や雑音による影響を強く受ける性質がある。このため、SCM光伝送方式の実用化に当たっては、光源や光伝送路等の線形性向上や低雑音化が不可避の課題であった。

光伝送方式の開発初期において、光源には発光ダイオード (LED) が用いられることが多かったが、単位面積当たりの発光強度不足や光ファイバとの結合効率といった課題を有していた。このため、アナログ伝送や中長距離伝送といった、ある程度の高出力を必要とする構成においては、半導体レーザ (LD) を用いる方がより有利となる。但し、1980年代に一般的であった両端面劈開構造のファブリペロー型レーザ (FP-LD) は、発振モードを複数有する、いわゆる多モード型のため、モードホッピングやモード分配と呼ばれる特有の現象によって、雑音特性、歪特性共に、必ずしも良好とは言えない欠点を有している。このような背景から、動的単一モード発振型のレーザ開発が活発に進められ、導波路上にグレーティングを設けた分布帰還型レーザ (DFB-LD) が実用化された。DFB-LDは、上述のような課題を解消できる上に、緩和振動周波数を高めて、線形性においても有利な特徴を備えている。

しかしながら、このようなLDを用いた場合においても、光ファイバ伝送時には、様々な信号品質劣化が生じ、特にアナログ信号の光伝送において、深刻な問題となっていた。これらの劣化を引き起こす要因は、当初、LDの可干渉性の高さにあると考えられており、LDへの反射戻り光による発振不安定化現象[12][13]や、光ファイバ伝送時のモーダルノイズ等の解析と共に、これを解決するため、あえて多モードLDを用いる手法[14]や、変調信号に高周波を重畳する方法[15]等、LDのスペクトル線幅を拡大して可干渉性を低減する方式の開発が行われた。しかし、80年代中頃から90年代初期において、光伝送路中の複数の不連続点 (光コネクタ、光ファイバ融着点や光デバイス端面等) 間で発生する多重反射現象が主要因であることが明らかにされるに至り[16][17]、これらの反射低減対策が考案、適用されて[9][18]、ようやく実用化の端緒についたと言える。

このようにSCM光伝送は、半導体レーザを初めとする光デバイスの高性能化や、精度の高い伝送路設計、

評価といった技術を組み合わせて初めて実現できる方式であり、ベースバンドデジタル光伝送方式以上にレベルの高い技術と言って過言ではない。本方式は、1984年頃より研究が進められ、1987年には40ch程度の伝送性能が実証されて、現在では光CATVの基幹技術となっている。

## 1.2 本研究の背景と目的

著者は、PDS型光アクセスシステムの実用化に際し、映像配信（CATV）サービスの提供を主なターゲットとして、多チャンネルのRF変調信号の光伝送と光ファイバ増幅器による光分配とを柱とした高品質光伝送方式の提案、当該光伝送特性の解析、改善を行うと共に、必須デバイスおよび光伝送装置の開発、試作を行ってきた。以下に、本研究の位置付けについて、関連する研究開発状況と共に具体的に説明する。

前述のように、SCM光伝送を技術的背景として光化が進められた映像配信システムに関して、さらなる多チャンネル化やサービスエリアの拡大を実現するためには、a) FTTxのトポロジーの採用、b) 光デバイス（半導体レーザ）の低雑音・低歪化、c) 光ファイバ増幅器の導入、等のアプローチが不可欠である。

光ファイバを加入者近傍まで敷設し、分配区間の一部または全部を光化するFTTC（Fiber To The Curb）、またはFTTH等の網構成を採用すれば、電気伝送距離を極力短縮して、同軸ケーブルによる伝送劣化の軽減、改善が可能となる。これにより、従来以上の多チャンネル化（広帯域化）とサービスエリア拡大に向けた技術インフラを整えることができる。FTTHによる映像配信の研究例としては、伝送信号として所要伝送品質の比較的緩やかなFM変調信号を採用し、20ch程度（総伝送帯域～2.4GHz）を光分配する方式等の検討が行われている[19]。しかし、チャンネル数の増大や、現行放送サービスに対応するAM変調信号を収容するためには、さらなる高品質化が不可欠である。特に、今後の映像コンテンツの充実を考慮すると、映像配信システムに要求されるチャンネル容量は、100ch以上に上ると考えられる。

SCM光伝送のチャンネル数を制限する最大要因は、直接変調光源である半導体レーザの非線形歪である。半導体レーザの低歪化に関する研究開発としては、MQW（Multi-Quantum Well：多重量子井戸）-DFB（Distributed FeedBack：分布帰還型）構造[20-22]の導入により、60～80ch程度のAM変調信号を伝送した例等がある[23]が、今後の本格的映像配信サービスの実現に当たっては、さらなる性能向上が必要であった。

将来は、アナログ映像による現行放送サービスに加えて、VOD（Video On Demand）、PPV（Pay Per View）等のデジタル映像ソースによる新規サービスの登場が期待されている。SCM光伝送は、本質的に変調形式に依らない方式であり、異なる形式の変調信号を混在して一括伝送できる性質を有している。そこで、この特徴を活かして、AM変調信号とデジタル変調信号（QAM）を周波数多重して伝送するAM/QAMハイブリッド伝送方式の提案が行われている[24-26]。これにより、現行AM映像サービスとの互換性と、新規デジタルサービスへの適応という相反する要求に、柔軟に対応できる。

さらに、このようなSCM光信号を光の状態のまま分岐して、複数の光受信端末に配信するFTTH網を実現するためには、光分岐損失を補償する光増幅器の適用が不可欠である。これにより、PDSトポロジーの頭割り効果で一層の経済化を進めながら、光アクセスによる高品質伝送が期待できる。光増幅器の代表的なものとしては、エルビウム（Er）添加型光ファイバ増幅器（EDFA：Erbium Doped Fiber Amplifier）が、1980年代後半から精力的に開発され、1990年頃には実フィールドへの導入が始まっている[27][28]。しかしながら、EDFAは、元来大陸間海底伝送等の幹線系（中長距離系）において中継距離の拡大と大容量化を目的とし、外部光変調器を用いたベースバンドデジタル光伝送方式を想定して開発された経緯がある。このため、アナログ光伝送への適用例[29]は極めて少なく、経済化に有利なSCM光伝送や直接光変調方式との組み合わせに際して、当該光伝送特性の把握と解析が課題となっていた。特に、FM等の変調信号やデジタル信号と比較して、シビアな伝送品質を要求するAM変調信号を光増幅するためには、その低雑音化、低歪化は必須であった。

以上のような背景から、著者は、AM変調信号および16QAM変調信号からなる超多チャンネル信号を、高

品質に分配するSCM光伝送技術の研究開発を行った。即ち、高性能半導体レーザの開発、および光伝送パラメータの最適設計技術を構築し、それまで80ch程度に留まっていた伝送容量の増倍を図った。同時に、EDFAのアナログ伝送特性の解析を行い、その結果に基づいて、低雑音・低歪の光増幅動作を実現し、SCM光信号を高品質のまま光多分配する技術を確立した。

ところで、SCM光伝送方式は、ベースバンドデジタル光伝送に比較して、より良質な光伝送路を必要とする。例えば、光コネクタ等の反射減衰量に関して、デジタル光伝送時の所要値が-20dB前後であるのに対し、SCM光伝送では-40dB以下の極めて高い水準の性能が求められる[30-35]。これは、不連続点で発生した多重反射光と直接伝搬光とが干渉して生じるビート成分が、アナログ信号波形を著しく劣化させるためである。また、雑音特性に対する所要条件も厳しく、特にAM変調信号に対しては50dB以上の高いCNRを必要とするため[36]、光受信装置の所要受光レベルが大きく、送受信間レベル差が圧縮されて光伝送距離が制限される。このような理由から、SCM光伝送による映像配信サービスは、アナログ信号専用の高品質光伝送路を必要とし、デジタル通信用に敷設された光伝送路への収容が難しいために、その適用領域が限られ、さらなる経済化に当たり大きな課題を残していた。

このような問題を解決し、光映像配信システムの低コスト化を実現する方式として”FM一括変換型光伝送方式”が提案された[37][38]。本方式は、多チャンネルFDM信号を一括して1chの広帯域FM信号に変換した後、これを光伝送／光分配する構成で、SCM光伝送と同様、既存設備との互換性、接続性を確保しながら、光伝送路に対する要求性能を大幅に緩和し、既に広範に敷設されているデジタル通信用光網を流用することで、大幅な経済化を実現できる可能性を備えている。具体的検討例として、広帯域FM利得によるCNR向上と所要受光レベルの低減や、広帯域FM信号のスペクトル拡散性による多重反射耐性の改善効果の検証[39]、あるいは光ファイバの非線形効果の評価[40]等が行われたが、いずれも、本方式の優位性を部分的に示すに留まっていた。しかし、本方式は、独自の構成に起因した特有の要因や現象により伝送信号品質が劣化し易く、その対策が不可避の課題であると共に、当該システムの最適設計に当たって、トータルな視点から見た光伝送特性の評価、解析が必須であった。

以上の背景から、著者は、FM一括変換型光伝送方式について、実験評価による検証を行いながら、理論解析によって当該光伝送特性を明らかにし、それらの結果に基づいて光伝送パラメータの最適設計手法を確立した。具体的には、CNRおよび歪特性に関する各劣化要因の抽出、解析を行い、両所要信号品質を満足するパラメータ条件を導出した。また、広帯域FM伝送に関する所要帯域幅を明らかにする等、超広帯域（約10GHz）のアナログ光伝送技術の確立を行った。

一方、最近のインターネット需要の急増に見られるように、光アクセス網は、映像配信サービスのみならず、高速・常時接続のデータ通信サービスを提供する手段としても大きな期待をかけられている。そこで、同一伝送路を用いて、両サービスを同時に提供する「放送と通信の融合」に関する研究開発が活発化している。アクセス系における「サービス多重」の実現手段としては、WDM（Wavelength Division Multiplex：波長多重）技術に基づくものが最も多く検討されており、1990～1993年に発行されたBellcoreのTechnical Advisoryには、波長1.3 $\mu$ m帯を用いて通信と映像伝送、1.55 $\mu$ m帯において追加映像分配サービスを提供する旨の記述がある[41][42]。通信サービスで利用されるベースバンドデジタル信号と、映像配信サービスで利用されるRF変調信号は、共に数百MHz～数GHz程度の周波数帯を占有するため、FDMによる多重伝送は不可能であるが、原理的に各波長がアイソレートされるWDM伝送では、互いの干渉等を考慮する必要なく、変調形式や周波数帯に関わらず、容易に同時伝送できる。具体的な研究開発例としては、1.3/1.4/1.55 $\mu$ m帯を用いて、それぞれGbps級のデータ（イーサネット）伝送、超高速（10Gbps）データ伝送、AM-VSB信号（SCM光伝送）による映像伝送を多重する方式[43]や、同一波長帯を用いながら波長間隔を大きく（約20～30nm）設定したC（Coarse）-WDM技術に基づき、データ（イーサネット、ISDN）伝送、映像伝送を同時収容する方式[44]等が検討されている。但し、波長多重用の光デバイス（波長多重光源や波長合成分波フィルタ等）は一般

に高価で、多重密度が高くなる（波長多重間隔が狭くなる）程、高精度な波長設定／制御が必要となる等、コスト面でのデメリットもあって、アクセス系におけるサービス多重手段としてWDM技術は必ずしも最適解ではない。そのため、目的に応じた多重方式／構成の提案、検討を行う必要があった。

以上のような背景から、著者は、将来のアクセス系に対する要求（通信需要の増大、放送／通信サービスの同時提供等）に対応できる各種光伝送方式の提案を行い、その実現性を実験と理論により検証した。

まず、WDM技術に依らず、ベースバンドデジタル信号とRF変調信号の多重伝送を経済的に実現する方法として、上述のFM一括変換型光伝送方式を応用して両信号を周波数多重する構成に関し、光伝送特性の解析を行い、当該光伝送パラメータの最適設計を行った。

次に、SCM光伝送技術をベースに、WDM技術との組み合わせによって、経済性と多重分離性に優れた超多チャンネル光伝送方式を提案した。また、キー光デバイスに対する要求性能を明らかにすると共に、光伝送パラメータの設計手法を構築した。

さらに、次世代光ネットワーク：フォトニックネットワークの基幹技術として期待される波長ルーティングの適用により、光加入者の収容数増と加入者通信帯域の柔軟かつ効率的な運用を実現しながら、映像配信サービスをも収容できる光アクセス方式の提案を行った。また、EDFAにおける波形劣化現象等を解析し、その対策として光伝送パラメータの所要条件を導出した。

### 1.3 本研究の概要

本研究は、1990年頃から2001年迄の著者の一連の研究活動をまとめたものである。90年当時、活発化しつつあった光アクセス方式に関する研究は、ISDN等の比較的低速の通信サービスを想定した内容が中心となっており、映像伝送を目的とした活動は比較的少数であった。著者は、光アクセスシステムの開発・実用化に当たり、光伝送のメリットを十分に活かせる広帯域サービスとして映像配信を主なターゲットとし、RF光伝送方式のさらなる多チャンネル化や通信サービスとの融合を実現するための光伝送技術と伝送路設計手法を確立し、また、その結果に基づいて光伝送装置の開発を行ってきた。

以下に、本研究の新規性／オリジナリティの観点から、本文における著者の活動内容を解説する。

既に、第1章（本章）では、本研究を取り巻く背景と、研究の目的について説明した。

第2章では、現行放送サービスと新規デジタルサービスを混在収容する多チャンネル・ハイブリッド信号を、多数の光加入者に一斉配信することを目的とした”ハイブリッドSCM光伝送分配方式”の研究内容について説明する[45-47]。

まず、著者は、第2.2節で、アクセスシステムに求められる高い経済性を実現するため、SCM光伝送技術をベースとして、直接光変調と光多分配のための光ファイバ増幅器（EDFA）を組み合わせた構成を提案した。

幹線系で多く用いられる外部光変調方式と異なり、直接光変調では、光源の波長チャープ（波長ゆらぎ）が不可避であるため、光増幅利得の波長依存性と作用して波形歪を生じる可能性がある。しかし、EDFAは、従来、主に幹線系（デジタル系）に適用されてきたことに起因して、光増幅時の波形品質に関する検討は充分に行われていなかった。そこで、第2.3.3節では、EDFAの低歪化を実現するため、直接変調光信号に対するアナログ増幅特性を解析し、その歪発生原理を明らかにした。さらに、歪特性を決定する主要パラメータ（光信号波長と入力光レベル）を抽出、最適化することにより無歪動作条件を導出し[48]、第2.4.2節において、EDFAの無歪動作の実証を行った。

さらに、第2.5節では、これらの検討結果に基づいて、AM変調信号および16QAM信号からなる全150chのハイブリッド信号を128光分配するシステムの実現性を検証し、第2.6節では、さらなる超光多分配化（8,000分配以上）の可能性についても理論的に示した。

なお、本方式の実現に当たっては、多チャンネル変調に対応した広帯域性と低チャープ性を両立する半導

体レーザが不可欠である。そこで、著者は、新構造の高性能DFBレーザの開発に関しても、特性評価とその結果のフィードバック等を中心に参画した。同レーザ開発は、主に、松下電器・石野氏、雄谷氏らの活動によるものであるが、本方式の全体像把握のため、第2.4.1節に、その概要を記述した。また、本方式の主要パラメータの一つである、ハイブリッド信号に対する光変調度設計に関する検討は、主に、松下電器・前田氏らによるもの[26]であるが、同様の理由により、第2.3.1節に概要を説明した。

本章の内容は、光アクセス網における多チャンネル映像配信の構成と条件を、先駆的かつ具体的に提案し、特に、EDFAのアナログ光増幅特性を初めて解析、検証した意義を有している。

第3章では、SCM光伝送の欠点を解消し、ディジタル通信用光網上における映像伝送を実現する”FM一括変換型光伝送方式”の研究内容について説明する。既述のように、SCM光伝送方式は、そのシンプルな構成でメリットが大きい反面、受信ダイナミックレンジが小さく、多重反射光の影響を受け易い等の欠点を有する。このため、品質の管理されたアナログ信号専用の光伝送路を必要とし、システムのさらなる経済化が難しい。FM一括変換型光伝送方式は、多チャンネルのFDM信号を一括して広帯域FM信号に変換した上で光伝送する構成により、既存設備との接続性を維持しながら、広帯域FM利得とスペクトル拡散性により、ディジタル光伝送並みの受信ダイナミックレンジと多重反射耐性を確保して、専用の光伝送路を用いることなく、高品質伝送を実現できるという特徴を有するものである[49]。

著者は、本方式のこのような優位性を十分に活かすため、特有の伝送特性要因の抽出および解析を行い、光伝送パラメータの設計手法を確立した。まず、第3.3.2節では、雑音劣化要因として、FM復調器における干渉現象等を解析し、第3.3.3節で、その結果に基づいたCNR理論の構築、検証を、第3.3.4節で、同理論を用いて、所要CNRを満足するための光伝送パラメータ条件の導出をそれぞれ行った[50-54]。なお、劣化要因を考慮しない場合のCNRの基本特性に関する検討は、主に、NTT・菊島氏らによるもの[38]であるが、本研究の背景把握のため、第3.3.1節に、その概要を記述した。

歪特性に関しては、本方式特有の直線歪成分を中心に検討した。即ち、第3.4.2.1節において、従来の群遅延歪理論を、多チャンネル・広帯域FM伝送に展開、適応するための検討を行い[55]、第3.4.2.2節では、FM復調器における特有の直線歪発生原理を解析、検証し、これを低減するための光伝送パラメータ条件を明らかにした[56][57]。なお、附録1（第3.4.6節）で、FM変復調器の非直線歪成分の評価手法の提案および同歪特性の定量化[58][59]について、附録2（第3.4.7節）では、大光変調度条件のアナログ伝送における波長分散特性と、これに起因した光変調度低下現象に関する解析内容を説明した[60]。また、附録3（第3.4.8節）に、本方式の歪配分設計[61]に関する検討結果を示した。

第3.5節では、広帯域FM信号に対する帯域制限が伝送特性に及ぼす影響を、「等価雑音パルス」の考え方をを用いて新たにモデル化、解析し、従来不明瞭であった伝送帯域幅と信号品質との定量的な関係を導出すると共に、その所要帯域幅（約5.4GHz）を明らかにした[62-65]。

さらに、本方式のさらなる高性能化を目的とした新規技術提案を行った。即ち、第3.6.1節で、光ホモダイン検波構成を採用した超低位相雑音のFM変調技術[66]について、第3.6.2節において、光処理によるFM復調技術に関し、それぞれ理論解析と実験検証を行った。

以上の検討を通じて、著者は、本方式の実用的な設計手法を確立し、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド信号の光映像伝送システムに関する周波数偏移量やFM伝送帯域幅等のパラメータ条件を明らかにすることによって、CATV品質を確保できることを実証した[67-69]。

本章の内容は、FM一括変換型光伝送方式の特性、性能を、系統的に評価、解析した初めての研究であり、その現実性を確立した意義を有している。

さらに、第4章では、アクセス網の大容量化や「放送と通信の融合」を目的とした次世代光伝送方式の提案と、その研究内容について説明する。

最初に、第4.2節において、上述のFM一括変換型光伝送方式の特徴を活かし、経済的多重技術であるFDMを用いて放送サービスと通信サービスを融合する”広帯域FM／ベースバンドディジタル重畳伝送方式”の

研究内容を説明する[70][71].

即ち、第4.2.3節で、著者は、第3.3.2.1節の検討内容をベースに、広帯域FM信号とベースバンドデジタル信号を周波数多重する際に生じる、両信号間のビートやクロストーク現象等、互いの伝送特性に与える影響を解析し、両所要品質を同時に満足するための光伝送パラメータ設計手法を構築した[72]。さらに、第4.2.4節では、具体的システムとして、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド信号と伝送レート156Mbpsまたは622Mbpsのデジタル信号を多重伝送する構成に関して、両光信号の受光レベル条件を導出した。これにより、本方式は、FSAN (Full Service Access Network) コンソーシアムが定めた光アクセスシステム仕様（受信ダイナミックレンジ：12dB以上）を満たす、高い汎用性を有することを明らかにした。

以上の研究により、光アクセスシステムにおける映像配信と高速通信の同時提供の可能性と、その具体的な条件を示した。

第4.3節においては、アクセス網のさらなる大容量化を実現する手段として、直接光変調方式によるSCM光伝送技術とWDM技術との組み合わせによる”超多チャンネルWDM/SCM光伝送方式”の提案および研究内容を説明する[73-78].

まず、第4.3.3節で、従来殆ど検討されてこなかったWDM伝送系のアナログ特性、即ち、波長分離フィルタ透過時に発生する直接変調光信号の波形劣化現象の解析[79]と、その結果に基づく光伝送パラメータ条件（波長チャープ量、光フィルタ帯域幅）の設計を行った[80][81]。さらに、第4.3.4節では、16QAM310chからなるSCM光信号を32波長多重する構成により、約10,000chを8,000光分配する超大容量アクセスシステムの実現性を理論的に示した。

以上の研究は、SCM光伝送をベースとしたアクセス方式として、最大容量の性能を実証したものである。

最後に、第4.4節では、フォトリックネットワーク時代に、放送/通信サービスを融合する次世代アクセス網の実現を目的として、波長ルーティング機能を持つ「WDM-PON」トポロジーをベースにSCM光伝送技術を導入した”RF/デジタル混在WDMパケットルーティング方式”の提案および研究内容を説明する[82-84].

即ち、第4.4.3節で、波長ルーティングにより振り分けられた光パケットを光増幅する際に生じるEDFAの過渡応答現象を理論解析すると共に、実験評価を行い、その波形劣化特性を初めて明らかにした[85-89]。さらに、第4.4.4節では、光パケットと、全加入者に向けて配信されるSCM光信号とを同時増幅する際の相互作用に着目して解析と実験を行い、両信号品質を同時に満足するEDFA入力光レベル条件を導出した。これにより、AM40chとラインレート2.5Gbpsのデータパケットの多重伝送システムの実現性を明らかにした。

以上の研究により、フォトリックネットワーク上で放送サービスを提供する具体的な構成、問題点および対策を、先駆的に示した。

本章の内容は、次世代光アクセス網において「放送と通信の融合」を実現する各種方式の提案を行うと共に、それらの実現性を明らかにした意義を有している。

以上の研究を通じて、著者は、光アクセス網における多チャンネル映像配信のための光伝送技術基盤と、そのシステム設計手法を確立した。本研究の流れを、図1-3-1に示す。

なお、本研究の遂行に当たり引用した参考文献を、各章末に掲載した。

本文中、「」で括った用語は、慣用句を表す。また、” ”で括った用語は、著者による命名である。



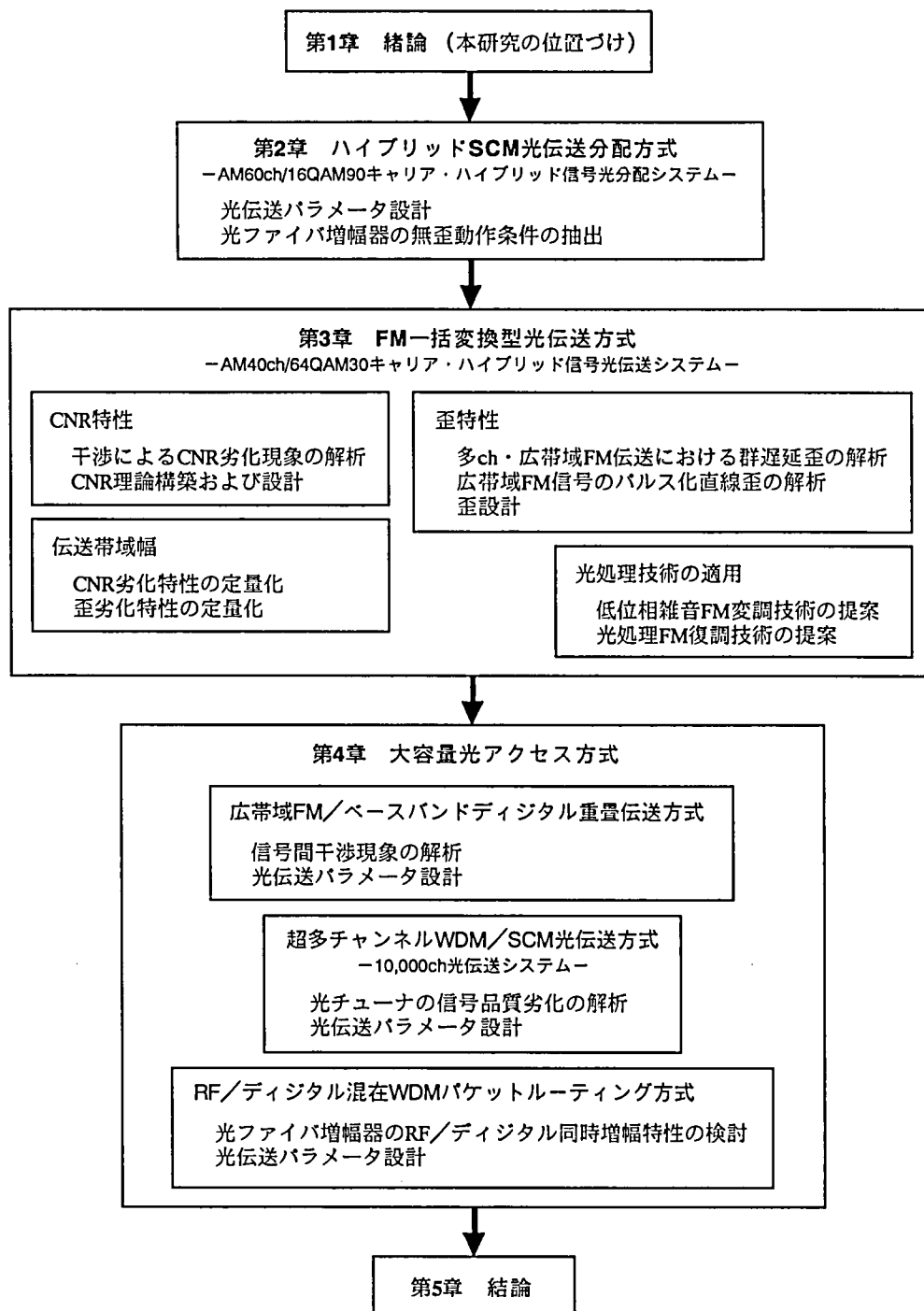


図1-3-1 本研究の流れ

## 1.4 本研究に関わる周辺技術の解説

本節では、本研究の理解を深めるために、関連する技術や用語に関する説明を行う。

### ・直接光変調方式

半導体レーザに注入する電流を送すべき電気信号で変調することにより、当該電気信号を光強度変調信号に変換する光変調方式である。一般に、半導体レーザの電気光変換特性（注入電流対出力光電力特性：I-L特性）は、図1-4-1に示すような高い線形性を有しているため、RF変調信号等のアナログ信号伝送にも対応できる。なお、光源への注入電流を直接変調する本方式に対して、光源とは独立に、当該出力光を変調する専用の光変調器を設ける構成を「外部光変調方式」と呼ぶ。

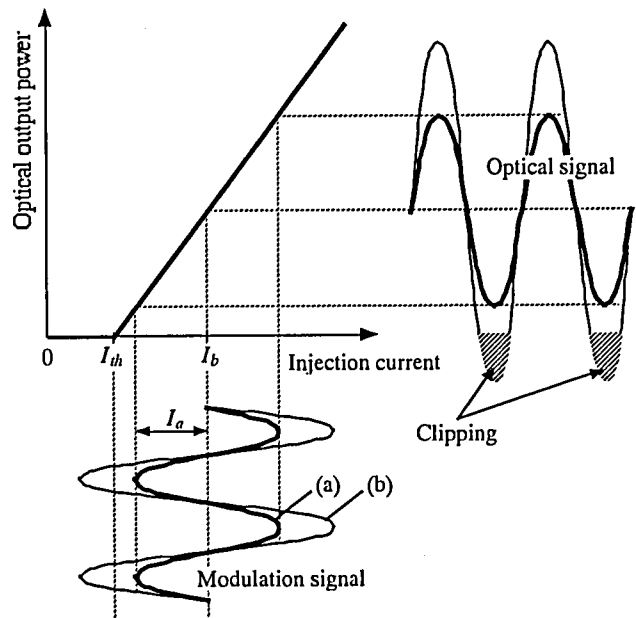


図1-4-1 直接光変調方式

### ・IM-DD（Intensity Modulation-Direct Detection：光強度変調-直接検波）方式

光伝送／通信の最も基本的な手法で、電気信号を光強度（光電力：光電界振幅の2乗）の変化に置き換えて送信し、受信側では、光電界振幅を自乗検波して元の電気信号を再生する方式である。光波の周波数や位相に情報を載せて伝送するコヒーレント方式に対比して、このように呼ばれる。上述の直接光変調は、IM-DD用の光変調方式の一つである。

### ・光変調度

アナログ信号の光変調においては、電気光変換特性における線形性の高い領域を利用するため、変調信号に一定のバイアスレベルを重畳する。例えば、直接光変調方式では、図1-4-1に示すように、変調信号電流（簡易的に、電流振幅 $I_a$ の正弦波で表記）に、バイアス電流 $I_b$ を重畳する。光変調度 $m$ は、半導体レーザに注入する全電流の内、変調信号に寄与する電流成分の割合を示すパラメータで、半導体レーザの発振閾値電流を $I_{th}$ とすると、次式(1-4-1)で定義される。

$$m = \frac{I_a}{I_b - I_{th}} \times 100 [\%] \quad (1-4-1)$$

図1-4-1から分かるように、光変調度を過度に大きく設定すると(b)、変調電流が瞬時的に $I_{th}$ を下回り、変換

後の光信号は著しい波形劣化を起こす。そのため、光変調度 $m$ は、一般に100%以下 ( $I_a \leq I_b - I_{th}$ ) に設定される。なお、 $m \geq 100\%$ 時において、 $I_{th}$ 以下の変調信号成分が欠損する現象を「クリッピング」と呼ぶ。

#### ・総合実効光変調度

$N$ チャンネルからなるFDM信号を変調信号として用いる場合、上述のクリッピング現象を発生させることなく高品質の光変調を行うためには、全チャンネルの光変調度和： $m \times N$ （チャンネル当たりの光変調度： $m$ とする）が100%以下になるように設定すれば良い。しかし、実際にはFDM信号を形成する各チャンネルの信号は互いに無相関であるため、FDM信号の振幅分布はガウス分布をなし、当該電流振幅和が $I_a \times N$ となる確率は極めて低い。即ち、 $m \times N \geq 100\%$ の条件下においても、光信号はクリッピングを起こさない場合が多く、光変調度（和）は、FDM信号の光変調品質を表す有効なパラメータとならない。そこで、FDM信号の実効的な光変調度（振幅）として、当該振幅分布の標準偏差に準えた総合実効光変調度 $\mu$ を、次式(1-4-2)のように定義する。

$$\mu = m \sqrt{N} \quad (1-4-2)$$

一般に、光信号が著しい波形劣化を起こすクリッピング限界は、 $\mu = 0.3 \sim 0.4$ 程度であることが経験的に知られている。

#### ・CNR（Carrier to Noise Ratio：搬送波対雑音電力比）

RF変調信号の雑音特性を表すパラメータであり、光伝送においては、受信信号のRF変調信号電力（無変調時キャリアレベル）と当該信号帯域内の総雑音量との比によって、次式(1-4-3)のように定義される。

$$CNR = \frac{\frac{1}{2} (m R P_r)^2}{\{(R P_r)^2 RIN + 2e R P_r + I_t^2\} B_{ch}} \quad (1-4-3)$$

ここで、 $m$ は光変調度（チャンネル当たり）、 $R$ は、受光素子の光電気変換効率[A/W]、 $P_r$ は受光レベル[W]、 $RIN$ は、受信光信号の相対雑音強度[1/Hz]、 $I_t$ は、光受信器の熱雑音[A/√Hz]、 $B_{ch}$ は雑音帯域幅[Hz]、 $e$ は電荷素量 ( $1.602 \times 10^{-19}C$ ) である。

上式(1-4-3)において、雑音量（分母）は、相対雑音強度RIN（Relative Intensity Noise、第1項）、ショット雑音（第2項）、熱雑音（第3項）から構成される。RINとは、受信光信号そのものが有する雑音量を表すパラメータで、物性的には、光源の誘導放出光量に対する自然放出光量の比に相当し、半導体レーザの変調時に発生するフォトン数揺らぎや、光ファイバ伝搬中の分布常数的な散乱現象（レーリ散乱）等が、その原因である。また、ショット雑音とは、受光素子（pin-PD：フォトダイオード等）に入射したフォトンが電子に変換され、光電流が流れる際の揺らぎであり、熱雑音とは、受光素子の内部／負荷抵抗で発生する雑音（ $kTB$ ）、および後段に接続されるプリアンプ内部で生じる雑音である。

上式(1-4-3)から分かるように、CNRは受光レベル $P_r$ の上昇と共に改善され、小受光レベル時には熱雑音によって、大受光レベル時にはRINによってその大きさがほぼ決まる特性を有している。SCM光伝送を含むアナログ光伝送方式では、一般に（デジタル光伝送方式と比べて）所要CNRが大きく受光レベルが高いため、特にRINを低く抑えることが重要である。また、CNRは、光変調度の上昇と共に改善される性質を示し、光変調度の最小条件は、一般に所要CNRによって決定される。

#### ・相互変調歪（IMD：Inter Modulation Distortion）

波形歪量を表すパラメータであり、主に2つの信号間で生じる歪成分を意味する。伝送媒体の2次の非線形性で生じる歪（2次歪）を'IM2'、3次歪を'IM3'と呼称し、2信号の各周波数を $f_1$ 、 $f_2$ とすると、IM2は $f_1 \pm f_2$ に、IM3は $2f_1 \pm f_2$ および $2f_2 \pm f_1$ にそれぞれ発生する。なお、評価対象（デバイス、装置等）に対して、2信号を入力し、当該相互変調歪を測定する手法を「2トーン法」と呼ぶ。また、3信号（ $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$ ）の間で発生する3次の相互変調歪（ $f_1 \pm f_2 \pm f_3$ ）を、特にTB（Triple Beat）と呼称し、IM3と区別する。

一般に、非線形歪は、非線形媒質に入力する信号レベルが大きい程増加する性質を有している。即ち、光伝送においては、光変調度の上昇と共に歪が劣化する傾向を示すため、光変調度の最大条件は、所要歪量によって決定される。また上述したように、光変調度がクリッピング限界を超えると、歪は急激に増大、劣化する。なお一般に、歪の大きさは、信号レベルとの電力比‘dBc’で表記される。

#### ・複合相互変調歪

図1-4-2に示すように、一般に地上波TV放送やCATV等の多チャンネルFDM信号を扱うシステムでは、送受信装置の構成上の都合等により、一定の周波数間隔（例えば、6MHz）で信号を配置する場合が多い。このような構成では、各信号間で発生する相互変調歪は、同一周波数に数多く発生し、それらが積み重なってより大きな妨害となる。当該妨害成分を、「複合相互変調歪」と呼び、これを構成する相互変調歪の数を「歪波数」あるいは「（歪）コンボジット数」と呼称する。また、IM2によって構成される複合相互変調歪を‘CSO：Composite Second Order distortion’，IM3によるものを‘CTB：Composite Triple Beat’と呼ぶ。

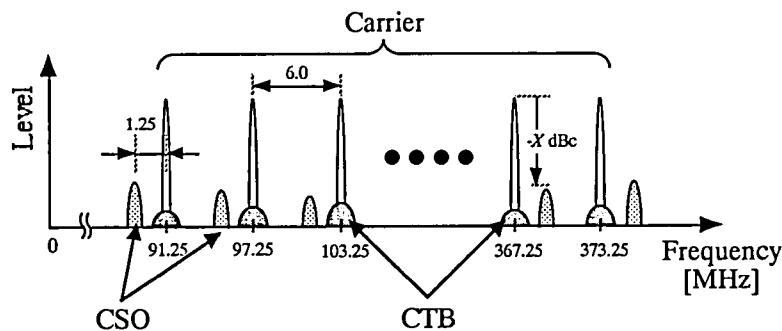


図1-4-2 多チャンネルFDM信号伝送における複合相互変調歪の発生（AM40chの場合）

同一周波数に生じた各相互変調歪の大きさと、それらの合成波である複合相互変調歪量との関係は、相互変調歪間の相関性によって変化する。即ち、相関性が低い（ランダム位相）場合、相互変調歪は電力として加算され、相関性が高い場合には、電圧（振幅）的に加算される。前者による加算則（相加則）を「電力（加算）則」、後者を「電圧（加算）則」と呼ぶ。具体的には、大きさの等しい2つの相互変調歪からなる複合相互変調歪の大きさは、当該相関性が低ければ、相互変調歪量の3dB増、相関性が高ければ6dB増の関係にある。

#### ・映像信号の所要品質

映像信号品質の良し悪しは、主観的要素が大きく、一概に決めることは難しい。そこで、機器やシステムの設計、開発に当たっては、多数のサンプル評価、ヒアリングを行い、映像品質を定量的な数字に置き換えて評価を行っている。但し、映像品質は、それを扱うシステム、機器によって、要求レベルが異なる場合が多い。例えば、素材としての映像を扱う放送局や幹線系設備と、一般家庭での視聴に用いられるTV受信端末とでは、前者の方が圧倒的に高い品質が求められる。一例として、有線テレビジョン放送法施行規則の技術基準で定められている、VSB-AM信号に対する共同受信システムの性能を、表1-4-1に示す。本論文の研究対象である光映像配信システムは、複数加入者の共同受信システムの一つと考えられるため、本表に準えて所要信号品質を規定している。なお、表中のビート妨害DUR（Desired Undesired Ratio）は、既述の複合相互変調歪（CSO、CTB）に対応する。

表1-4-1 共同受信システムの性能（VSB-AM信号の場合）

	所要性能	望ましい性能	備考
CNR [dB]	$\geq 38$	$\geq 42$	帯域幅：4MHz
ビート妨害DUR [dB]	$\leq -50$	$\leq -55$	CSO, CTB等

光ファイバが各加入者宅に直接接続されるFTTHシステムでは、同システムの伝送信号品質が、そのままTV端末の受信品質となるため、上表に示す数値を、システムの所要性能として定義できる。これに対して、FTTCやHFC構成では、光電気変換後の電気ケーブル（同軸網等）伝搬時の劣化を見込む必要がある。このような観点から、第2章に示すFTTCシステムでは、各項目共に、上表より5～10dB良好な数値で所要性能を設定している。

以上は、アナログ映像信号であるVSB-AM信号に対する所要品質規定であるが、QAM等のデジタル変調信号の品質については、明確な規定が存在しない。これは、デジタル変調信号では、最終的な性能判断が、BER（ビット誤り率）で評価されるため、所要BERに依存して所要性能が変化する性質を有するためである。所要CNRの大まかな目安としては、 $BER \leq 10^{-5}$ に対して、16QAM信号：22～25dB、64QAM信号：33～35dB程度である。第2章では、アナログ映像信号と同様に、デジタル変調信号についても、上表より約10dB良好な性能を設定している。

#### ・デジタル変調

AMやFM等と同様の搬送波（キャリア）変調方式の一種で、変調情報（元信号）としてデジタルデータを使用することができる。キャリアの振幅および位相を離散化し、当該振幅／位相の組み合わせをデジタル値に割り当てる。例えば、16QAM（Quadrature Amplitude Modulation）では、振幅：3、位相：12の組み合わせによって計16状態を作り出し、4ビット分のデジタルデータを表現する。組み合わせ状態数の増大と共に、1キャリア当たりの伝送容量を上昇させることができるが、それに伴い所要CNRも上昇し、例えば16QAMの場合33dB程度、256QAMの場合40dB程度を必要とする。

②

#### ・波長チャープ（波長ゆらぎ、光周波数変調効果）

一般に、半導体レーザを直接変調すると、レーザ共振器中のキャリア変動が発生し、出力光強度が変動されるばかりでなく、当該光周波数（光位相）もまた変調される。電気変調の場合と同様に、光周波数変調信号は、光強度（振幅）変調に比較して、当該スペクトル拡がりが大きいため、伝送媒質が有する諸パラメータの波長（光周波数）依存性（波長分散等）の影響を受けて、伝送信号品質が劣化する。このため、特に長距離伝送では、半導体レーザに求められる性能として、広帯域、低雑音、低歪と並んで、低チャープ性が要求されることが多い。

#### ・EDFAの励起方式

EDFAでは、Er添加型光ファイバ（EDF）を光増幅媒質として用い、これを外部から供給する光で高エネルギー状態に励起することにより、入力光信号に対する利得を得る。励起光波長としては、1.48 $\mu$ m帯もしくは0.98 $\mu$ m帯を用いて、1.55 $\mu$ m帯の光信号を増幅するのが一般的である。表1-4-2に示すように、EDFに対する励起光の注入方向によって、前方励起型／後方励起型／双方向励起型に大別され、前方励起型は低雑音、後方励起型は高出力、双方向励起型は、それらの中間的な特徴を有している。EDFAの雑音指数（NF：Noise Figure）は、EDFAを構成する光部品の挿入損失等によっても異なるが、理論的な限界値は約3dB、実際上は6～8dB程度である。

表1-4-2 EDFAの励起方式

	構成	特徴
前方励起型	EDF入力端から、励起光を信号光と同方向に投入（信号光と合波）	低雑音
後方励起型	EDF出力端から、励起光を信号光と逆方向に投入	高出力
双方向励起型	EDF入出力端から、励起光をそれぞれ投入	上記2方式の中間的性質

#### ・波長分散

1.3 $\mu\text{m}$ 帯零分散・シングルモード光ファイバ（SMF）を代表として、現在流通している大部分の光ファイバは、その材質や構造に起因して、光の波長（光周波数）に依存して伝搬速度が異なる分散性を少なからず有している。そのため、当該光周波数が変調された信号を伝搬させると、FM変調信号に対する群遅延特性と同様の効果により時間軸方向の歪：直線歪（分散歪）を発生する。対策としては、半導体レーザの低チャープ化等によって、光信号の光周波数変調指数を低減する方法が有効である。また近年では、分散特性をフラット化したファイバや、SMFと逆極性の分散特性を有する補償用ファイバを縦続接続する等の手法も適用される。なお、1.55 $\mu\text{m}$ 帯光に対するSMFの分散量は、約17psec/nm/km（1nm波長の異なる光信号が、共に1km伝搬した時の伝搬遅延時間差が17psec）である。

## 第1章・参考文献

- [1] 藤戸克行, 中田裕章, 市田建成; 「VHF帯周波数多重光伝送装置」, National Tech. Rept. 27, No.5, p.673-684 (1981).
- [2] 藤戸克行, 西野芳樹, 内海邦昭, 中田裕章, 市田建成; 「多チャンネルTV信号広帯域光伝送装置」, National Tech. Rept. 33, No.6, p.55-62 (1987).
- [3] 藤戸克行, 田辺学, 市田建成, 宇野智昭; 「多チャンネルRF多重信号の光伝送」, 平成元年電子情報通信学会春季全国大会 B-789, 4-165 (1989).
- [4] 市田建成, 藤戸克行, 西野芳樹; 「CATV用光伝送装置」, TV学会技術報告, Vol.12, No.11, pp.49-54 (1988).
- [5] J.A.Chiddix, and D.M.Pangrac; "Fiber backbone: a proposal for an evolutionary CATV network architecture," NCTA Technical Paper, pp.73-82 (1988).
- [6] D.Raskin, S.Loder, and R.Oberloh; "AM optical bridger networks for CATV," NCTA Technical Papers, pp.13-19 (1991).
- [7] K.Fujito; "Analog optical transmission for CATV," Proceedings of IOOC-ECOC'91, pp.117-124 (1991).
- [8] 長野克之, 高橋靖, 高崎善孝, 田中満雄; 「半導体レーザを用いたVHF帯アナログ多重伝送の検討」, 電子通信学会技術研究報告 CS78-162 (1978).
- [9] K.Fujito, T.Uno, T.Ichida, and H.Serizawa; "Low-noise and Wideband Analog Optical Link using a DFB Laser Diode," Technical Digest of OFC'88, New Orleans, Jan. TH01-191 (1988).
- [10] 田辺学, 貝田邦尋, 中田裕章, 藤戸克行; 「64ch RF多重信号光伝送装置」, 電子通信学会技術研究報告 OCS90-9, pp.49-54 (1990).
- [11] S.Yamane, N.Takenaka, M.Ishino, M.Tanabe, and Y.Matsui; "80ch-20km AM-FDM transmission characteristics using 1.3 $\mu$ m wavelength multi-quantum well distributed feedback laser," Technical Digest of 4th Optoelectronics Conf. (OEC'92), p.90 (1992).
- [12] O.Hirota, and Y.Suematsu; "Noise properties of injection lasers due to reflected waves," IEEE J.Q.E. QE-15, No.3, pp.142-149 (1979).
- [13] T.Kanada, and K.Nawata; "Injection laser characteristics due to reflected optical power," IEEE J.Q.E. QE-15, No.7, pp.559-565 (1979).
- [14] K.Itoh, S.Fujita, and Y.Miyake; "Optical fiber transmission of ITV video signal by analogue baseband modulation of laser diode," Optical Communication Conference Amsterdam, Sept. 17-19, post deadline papers 16.8 (1979).
- [15] 佐藤健一, 浅谷耕一; 「半導体レーザを用いたマルチモードファイバーアナログ伝送系の検討」, 電子通信学会技術研究報告 CS80-2, pp.7-12 (1980).
- [16] 藤戸克行, 中田裕章, 市田建成; 「単一モードファイバー伝送時のVHF帯のノイズと歪」, 昭和57年電子通信学会光電波部門全国大会 No.337 (1982).
- [17] T.Ichida, K.Fujito, and H.Nakata; "Optical transmission system of VHF TV signals," Proceeding of ECOC'83, pp.487-490 (1983).
- [18] 特許 登録番号: 特2011948 「光信号伝送装置」 藤戸克行, 中田裕章, 市田建成, 宇野智昭.
- [19] E.Yoneda, K.Suto, K.Kikushima, H.Yoshinaga, T.Kokubun, T.Hirota, and T.Ohira; "FIBER OPTIC VIDEO DISTRIBUTION SYSTEMS," MWE'91, pp.137-142 (1991).
- [20] M.Kitamura, T.Sasaki, S.Takano, H.Yamada, H.Hasumi, and I.Mito; "Low-threshold, high power, single longitudinal-mode operation in 1.5 $\mu$ m multi-quantum-well distributed-feedback laser diodes," Electron. Lett., Vol.24, pp.1424 (1988).
- [21] M.Ishino, K.Fujihara, N.Otsuka, N.Takenaka, T.Uno, and Y.Matsui; "High performance analog transmission characteristics of 1.3 $\mu$ m wavelength multiquantum well distributed feedback laser," Technical Digest of OFC'91 Paper

WG6, pp.93 (1991).

- [22] M.Kito, M.Ishino, N.Otsuka, N.Hosono, K.Fujihara, K.Fujito, and Y.Matsui; "Low distortion up to 2GHz in 1.55  $\mu$ m multiquantum well distributed-feedback laser," Electron. Lett., Vol.28, pp.891 (1992).
- [23] 竹中直樹, 山根茂, 富士原潔, 石野正人, 宮脇剛, 田辺学, 藤戸克行, 松井康; 「80チャンネル-20km AM-FDM映像信号光伝送用1.3 $\mu$ m帯MQW-DFBレーザモジュール」, National Technical Report Vol.39, No.4, pp.401-407 (1993).
- [24] 前田和貴, 内海邦昭, 藤戸克行; 「AM/16QAMハイブリッドSCM光伝送におけるQAM伝送特性の検討」, TV学会全国大会, pp.473-474 (1991).
- [25] 前田和貴, 石山直樹, 内海邦昭, 中田裕章, 藤戸克行; 「AM/16QAMハイブリッドSCM光伝送における16QAM伝送特性の検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS92-7, pp.39-45 (1992).
- [26] K.Maeda, H.Nakata, and K.Fujito; "Analysis of BER of 16QAM signal in AM/16QAM hybrid optical transmission system," Electron. Lett., Vol.29, No.7, pp.640-642, April (1993).
- [27] K.Hagimoto, K.Iwatsuki, M.Nakazawa, M.Saruwatari, K.Aida, K.Nakagawa, and M.Horiguchi; "210km Transmission at 1.8Gb/s in Direct Detection System by Er<sup>3+</sup>-Doped Fiber Amplifier," Technical digest of OFC'89, PD-15 (1989).
- [28] S.Shimada; "Impact of Erbium-doped Amplifiers on Optical Communication Systems," Optics&Photonics News, 1, 1, pp.6-12 (1990).
- [29] K.Kikushima, and E.Yoneda; "Erbium-Doped Fiber Amplifiers for AM-FDM Video Distribution Systems," IEICE Trans., Vol.E 74, No.7, pp.2042-2048, July (1991).
- [30] A.Lidgard, and N.A.Olsson; "Generation and cancellation of second-order harmonic distortion in analog optical systems by interferometric FM-AM conversion," IEEE Phot. Tech. Lett., Vol.2, No.2, pp.519-521 (1990).
- [31] J.H.Angenent, I.P.D.Ubbens, and P.J.de Waard; "Distortion of a multicarrier signal due to optical reflections," Proceedings of ECOC'91&IOOC, WeC8-4, pp.569-571 (1991).
- [32] 金子進一, 山下純一郎, 笠原久美雄; 「光伝送路内の多重反射によって生じる変調歪」, 電子情報通信学会秋季全国大会, B-727, p.4-62 (1990).
- [33] 山本浩明, 田辺学, 中田裕章, 藤戸克行, 松井康; 「光ファイバー内の多重反射に起因する歪の検討」, 電子情報通信学会春季全国大会 B-1040, p.4-192 (1992).
- [34] R.W.Tkach, and R.Chraplyvy; "Phase noise and linewidth in an InGaAsP DFB laser," J. Lightwave Technol., Vol.LT-4, No.11, pp.1711-1716 (1986).
- [35] 山本浩明, 田辺学, 内海邦昭, 藤戸克行; 「光ファイバー内の多重反射に起因する歪のキャリア数依存性」, 電子情報通信学会春季全国大会 B-999, p.4-137 (1993).
- [36] 例えば, (社)日本電子機械工業会CATV技術委員会編; 「ケーブルテレビ技術入門 ー基礎から応用までー」, コロナ社刊, pp.222 (1994). 等
- [37] K.Kikushima, C.Kishimoto, H.Yoshinaga, K.Kumozaki, H.Mawatari, and N.Shibata; "Optical super wide-band FM modulation scheme and its application to multi-channel AM video transmission systems," Proceedings of IOOC'95, PD2-7 (1995).
- [38] K.Kikushima, H.Yoshinaga, H.Nakamoto, C.Kishimoto, H.Kawabe, K.Suto, K.Kumozaki, and N.Shibata; "A super wideband optical FM modulation scheme for video transmission systems," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.14, no.6, pp.1066-1075 (1996).
- [39] 菊島浩二, 岸本智正, 池田智, 松木光晴, 桜井尚也, 雲崎清美, 柴田宣, 杉江利彦; 「超広帯域FM一括変換型多チャンネルAM/QAM映像伝送装置」, 電子情報学会技術研究報告 OCS97-13, Vol.97, No.127, pp.37-42 (1997).
- [40] 池田智, 岸本智正, 菊島浩二, 桜井尚也, 雲崎清美, 柴田宣; 「光AM/FM一括変換映像伝送システムにおける誘導Brillouin散乱による映像信号の劣化」, 電子情報学会技術研究報告 OCS96-8, Vol.96, No.59, pp.49-54 (1996).



- [41] Technical Advisory TA-NWT-000909, Generic Requirements and Objectives for Fiber in the Loop Systems, Bellcore, Dec. (1990).
- [42] Technical Advisory TA-NWT-000909, Generic Requirements and Objectives for Fiber in the Loop Systems, Issues2, Bellcore, Dec. (1993).
- [43] A.K.Strivastava, B.R.Eichenbaum, M.A.Paczkowski, J.J.Thomas, G.Wilson, C.Wolf, S.Hunsche, G.P.Emery, A.Stentz, J.W.Sulhoff, O.Mizuhara, Y.Sun, J.Haber, A.R.Cherylpyvy, D.L.Sipes, M.Toynbee, J.Snyder, P.Hoffmann, O.Funke, L.H.Spiekman, G.N. van den Hoven, M.J.H.Sander-Jochem, and T. van Dongen; "Multi-Service WDM Transmission in 1.3/1.4/1.55  $\mu$ m Bands," Proceedings of ECOC'99, Vol.II, pp.200-201 (1999).
- [44] 川田秀雄, 中村浩宗, 杉江利彦; 「広通過帯域WDM技術を用いたアクセス系サービス多重の検討」, 2000年電子情報通信学会総合大会 B-10-77, p.452 (2000).
- [45] 布施 優, 工藤義春, 前田和貴, 雄谷 順, 石野正人, 中田裕章, 藤戸克行; 「150ch AM/QAMハイブリッド信号の128光分配システムの検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS94-2, Vol.94, No.70, pp.9-15 (1994).
- [46] 布施 優, 工藤義春, 前田和貴, 雄谷 順, 石野正人, 藤戸克行; 「150ch AM/QAMハイブリッド信号の128光分配システムの開発」, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J78-B-I, pp.553-562 (1995).
- [47] M.Fuse, Y.Kudo, K.Maeda, H.Nakata, and K.Fujito; "128 Optical Distribution System of 150ch AM/QAM Hybrid Signals," Proceedings of ECOC/IOOC'94, pp.45-48 (1994).
- [48] 布施 優, 雄谷 順, 中田裕章, 藤田俊弘, 松井 康, 藤戸克行; 「多段接続光ファイバ増幅器の伝送歪の波長依存性の検討」, 1992年電子情報通信学会春季大会 B-1013, p.4-165 (1992).
- [49] M.Fuse, Y.Kudo, K.Nojima, Y.Ishii, S.Kawashima, S.Kitaji, and K.Fujito; "Super wide-band FM modulation technique for distributing multi-channel digital SCM signals on the optical access networks," Technical Digest of 8th Intl. Workshop on Optical/Hybrid Access Networks, paper P.9 (1997).
- [50] 布施 優, 野島一宏, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調型光映像伝送方式の検討(2) CNR特性から見たFM周波数偏移量に関する実験的考察」, 1996年電子情報通信学会総合大会 B-1210, p.642 (1996).
- [51] 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野島一宏, 雄谷 順, 川島勢一郎, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調技術を用いたアナログ/デジタル混在光伝送システムのCNR特性」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS97-3, Vol.97, No.54, pp.13-18 (1997).
- [52] M.Fuse, Y.Kudo, K.Utsumi, K.Fujito, J.Ohya, Y.Ishii, K.Nojima, S.Kawashima, and S.Kitaji; "CNR Characteristics of Analog/Digital Hybrid Transmission System employing Super Wide-band FM Technique," Proceedings of IOOC-ECOC'97, Vol.3, WE2B-6, pp.119-122 (1997).
- [53] J.Ohya, N.Otsuka, S.Nakamura, Y.Inaba, M.Ishino, Y.Matsui, M.Fuse, K.Nojima, Y.Ishii, S.Kawashima, and S.Kitaji; "Low Noise and Low Distortion AM/FM Converter with Frequency modulated 1.55  $\mu$ m Strained-Layer MQW-DFB Laser for Analog Transmission," Proceedings of ECOC'97, Vol.2, pp.94-97 (1997).
- [54] Y.Ishii, K.Nojima, S.Kawashima, M.Fuse, J.Ohya, and S.Kitaji; "CNR Characteristics of an Optical Heterodyne AM/FM Converter Using Narrow Linewidth Lasers," Proceedings of OECC'97, 10A1-4, pp.366-367 (1997).
- [55] 布施 優, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式におけるFM伝送路の周波数特性が歪特性に与える影響」, 1999年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-122, p.299 (1999).
- [56] 布施 優, 工藤義春, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式用FM復調器の歪特性に関する考察」, 1998年電子情報通信学会総合大会 B-10-163, p.627 (1998).
- [57] 布施 優, 岩本光浩, 石井義一, 野島一宏, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式において広帯域FM信号の高調波が歪特性に及ぼす影響」, 2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-63, p.286 (2000).
- [58] 布施 優, 増田浩一, 雄谷 順, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式における光周波数変調用レーザの歪特性」, 1998年電子情報通信学会総合大会 B-10-162, p.626 (1998).
- [59] 布施 優, 工藤義春, 野島一宏, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式におけるFM復調器の非直線歪

- 特性」, 1998年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-130, p.452 (1998).
- [60] 布施 優, 石井義一, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式における光変調度の伝送距離依存性に関する検討」, 2000年電子情報通信学会総合大会 B-10-81, p.456 (2000).
- [61] 布施 優, 野島一宏, 石井義一, 岩本光浩, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送システムにおける直線歪特性の解析」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS2000-91, Vol.100, No.611, pp.1-6 (2001).
- [62] 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野島一宏, 内海邦昭, 藤戸克行; 「AM/FM一括変換光映像伝送方式における帯域制限によるCNR劣化のモデル化」, 1997年電子情報通信学会総合大会 B-10-93, p.602 (1997).
- [63] 布施 優, 工藤義春, 石井義一, 野島一宏, 雄谷 順, 川島勢一郎, 森倉 晋, 内海邦昭; 「広帯域FM変調形光伝送方式における帯域制限によるCNR劣化のモデル化の検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS97-34, Vol.97, No.129, pp.43-48 (1997).
- [64] 布施 優, 石井義一, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式における群遅延特性から見た広帯域FM信号の有効帯域幅」, 1999年電子情報通信学会総合大会 B-10-144, p.505 (1999).
- [65] 布施 優, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式におけるFM伝送路の周波数特性が歪特性に与える影響」, 1999年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-122, p.299 (1999).
- [66] 布施 優, 森倉 晋; 「光信号処理を用いたマイクロ波FSK信号の光伝送/直接復調方式」, 1998年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-136, p.458 (1998).
- [67] 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野嶋一宏, 川島勢一郎, 森倉 晋; 「広帯域FM変調技術を用いた光映像伝送システムのCNR特性」, 電子情報通信学会論文誌B-I, Vol.J81-B-I, No.9, pp.557-565 (1998).
- [68] 布施 優, 野島一宏, 工藤義春, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送システムにおけるFM変調器およびFM復調器の歪特性とその評価方法」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS99-12, Vol.99, No.92, pp.19-24 (1999).
- [69] 布施 優, 工藤義春, 石井義一, 野嶋一宏, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式におけるCNR特性から見た所要伝送帯域幅」, 電子情報通信学会論文誌B, Vol.J84-B, No.3, pp.496-504 (2001).
- [70] M.Fuse, S.Kitaji, and S.Morikura; "Multiplexing of multi-channel video signals employing super wide-band FM technique on ATM-PON systems," Proceedings of OHAN/FSAN2001, paper4.1 (2001).
- [71] 布施 優, 北地西峰, 森倉 晋; 「FM一括変換技術を用いた多ch RF信号/ベースバンド信号重畳方式の光伝送系設計に関する検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS2001-63, Vol.101, No.283, pp.37-42 (2001).
- [72] 布施 優, 北地西峰, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送技術を用いた多ch RF信号/ベースバンド信号重畳光伝送方式の設計」, 2002年電子情報通信学会総合大会 B-10-159, p.596 (2002).
- [73] 笹井裕之, 早田博則, 生島 剛, 布施 優, 森倉 晋; 「WDM/SCM光伝送における伝送容量の検討」, 1998年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-176, p.498 (1998).
- [74] H.Sasai, T.Ikushima, M.Iida, H.Souda, M.Fuse, K.Utsumi, and S.Morikura; "Required performance for optical filter and EDFA in 32ch-WDM/310ch-SCM transmission system," Proceedings of APCC/OECC'99, pp.420-423 (1999).
- [75] 生島 剛, 笹井裕之, 飯田正憲, 早田博則, 雄谷 順, 布施 優, 森倉 晋; 「直接変調方式を用いた10,000ch-WDM/SCMシステムにおける光デバイスのアナログ特性の検討と光伝送系の設計」, 映像情報メディア学会誌, Vol.55, No.10, pp.1315-1321 (2001).
- [76] 生島 剛, 笹井裕之, 布施 優, 森倉 晋; 「AM/搬送波デジタル変調混在波長多重システムにおけるEDFAの利得特性の検討」, 1999年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-108, p.285 (1999).
- [77] 生島 剛, 笹井裕之, 布施 優, 森倉 晋; 「アナログ/デジタル混在波長多重伝送におけるEDFAモジュールの利得評価方法の提案」, 2000年電子情報通信学会総合大会 B-10-118, p.493 (2000).
- [78] 生島 剛, 笹井裕之, 布施 優, 森倉 晋; 「RF/BBフォトニック網におけるEDFA入力光強度条件の最適設計法」, 2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-135, p.358 (2000).
- [79] 生島 剛, 笹井裕之, 飯田正憲, 布施 優, 森倉 晋; 「直接変調方式を用いたWDM/SCM光伝送にお

- ける光フィルタのCNR特性への影響」，1999年電子情報通信学会総合大会 B-10-142, p.503 (1999).
- [80] 生島 剛，笹井裕之，飯田正憲，早田博則，雄谷 順，布施 優，森倉 晋；「直接変調方式を用いたWDM/SCM光伝送システムにおける光デバイスの所要性能の検討」，映情学技報 ROFT99-90, Vol.23, No.56, pp.59-64 (1999).
- [81] 生島 剛，笹井裕之，布施 優，森倉 晋；「RF/デジタル混在波長多重伝送における非線形クロストークを考慮した光信号レベル設計」，2001年電子情報通信学会総合大会 B-10-75, p.508 (2001).
- [82] M.Fuse, T.Shiozaki, T.Ikushima, and S.Morikura; "Design of extended WDM access system for providing broadband communication and broadcast TV services," Technical Digest of OFC2001, WG3 (2001).
- [83] 布施 優，生島 剛，塩崎 亨，森倉 晋；「RF/BBフォトニック網におけるEDFAのバースト利得変動によるRF信号品質劣化の検討」，2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-134, p.357 (2000).
- [84] 布施 優，塩崎 亨，生島 剛，森倉 晋；「RF/デジタル混在WDMアクセス網における光パケット波形歪のEDFAの検討」，2001年電子情報通信学会総合大会 B-10-76, p.509 (2001).
- [85] T.Shiozaki, M.Fuse, and S.Morikura; "A Study of Gain Dynamics of Erbium-Doped Fiber Amplifiers for Burst Optical Signals," Proceedings of ECOC2002, Vol.3, Networks&switching P4.2 (2002).
- [86] 塩崎 亨，布施 優，森倉 晋；「高速バースト信号に対するEDFAの増幅特性に関する検討」，2000年電子情報通信学会総合大会 B-10-119, p.494 (2000).
- [87] 塩崎 亨，生島 剛，布施 優，森倉 晋；「WDM-PONシステムにおける光ファイバ増幅器の高速バースト伝送特性」，2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-104, p.327 (2000).
- [88] 塩崎 亨，布施 優，森倉 晋；「高速バースト信号に対するEDFAの伝送特性に関する検討」，電子情報通信学会技術研究報告 OCS2001-49, Vol.101, No.221, pp.25-30 (2001).
- [89] 塩崎 亨，布施 優，森倉 晋；「バースト光伝送における光ファイバ増幅器の過渡応答特性の改善」，2001年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-60, p.398 (2001).



## 第2章 ハイブリッドSCM光伝送分配方式

### 2.1 緒言

映像信号は、音声／データに比べて膨大な情報量を有し、CATV等の多チャンネル映像サービスを実現するためには、その伝送路に極めて広い帯域特性が必要となる。光ファイバの特徴である広帯域性は、このような要求に対して高い整合性を有すると考えられ、伝送路の一部に光ファイバを導入した「光CATV」に関する研究開発が、1980年代後半より進められた[1-3]。光CATV網は、一般に、長距離幹線区間を光ファイバで、短距離分配区間を同軸ケーブルとしたHFC型の網構成を採用することにより、加入者インターフェースに旧来の同軸網を流用しながら、光ファイバ伝送の広帯域・低損失性を活かして、伝送チャンネル数の増加、信号品質の改善や、サービスエリアの拡大等、多くの特徴を実現できる。

SCM光伝送[4-7]は、このような光CATVシステムの幹線伝送を担う基幹技術として、当初より広く採用されてきた。SCM光伝送とは、VSB-AM等のRF変調信号によるFDM信号を、そのまま光強度変調信号に変換して伝送する技術である。本技術により、従来TV受像機等と同形式の信号を光伝送することが可能となるため、既存設備に対する良好な接続性、親和性と共に、アンプ等の電気素子を従来CATV装置から流用することによって高い経済性を提供しながら、60～80ch程度の多チャンネルシステムを実現することができる。

しかし、このようなSCM光伝送を技術基盤とする光映像配信システムは、さらなる多チャンネル化や高品質化、サービスエリアの拡大に当たって、なお課題を有していた。即ち、上述のHFC網構成を導入しても、加入者周りの分配網に用いられる同軸ケーブルの性能（帯域：～1GHz）に制限されて、伝送チャンネル数の増加は極めて困難であった。一方で、最近の映像コンテンツの多様化に対応するためには、少なくとも50以上のチャンネル数が必要となり、将来のデジタル映像ソースによる新規サービス（VOD、PPV等）の収容をも考慮すると、100チャンネル以上の番組提供能力が望まれる。

これらの要求に応え、光映像配信システムのさらなる高性能化を実現する技術ポイントは、a) FTTxトポロジーの採用、b) 半導体レーザ（直接変調光源）の低雑音・低歪化、c) 光ファイバ増幅器（EDFA）の導入および低歪化、である。即ち、幹線区間に加えて、分配区間の一部または全部を光化するFTTCまたはFTTHの網構成を採用することにより、同軸ケーブルの伝送損失や帯域制限の影響を緩和して、さらなる多チャンネル化（広帯域化）と、より広範なエリアに対するサービス提供に向けた技術インフラを構築することができる。

ところで、SCM光伝送において伝送チャンネル数を制限する最大の要因は、直接変調光源として用いる半導体レーザの電気光変換特性における非線形性であり、伝送チャンネル数に対して、指数的に波形歪量を増大させる性質を有している[8-11]。このため、100ch超のさらなる多チャンネル化を実現するためには、半導体レーザの超低歪化が不可欠である。また、デジタル化が急速に進みつつある映像サービスの現状においても、既存放送設備との互換性や加入者映像端末の普及状況を考慮すると、AM映像は、その汎用性の点で未だ不可欠な要素と言える。SCM光伝送は、本質的に変調形式に依らない方式であり、その特徴を活かせば、異なる形式の変調信号を混在して一括伝送することにより、現行放送サービス（AM映像）との互換性と新規サービス（デジタル化）への適応という相反する要求に対しても、これらを同時に収容し、柔軟に対応できる[12-14]。但し、AM変調信号は、FM等の他の変調形式やデジタル信号と比較して、極めてシビアな性能を伝送路に要求するため、上述した半導体レーザ等の低歪化と共に、AM変調信号を含めた超多チャンネルへの対応は、極めて困難と考えられていた。

さらに、このようなSCM光信号を、高品質のまま経済的に複数の加入者に提供するためには、光信号を光の状態のまま分岐して複数の光受信端末に配信するPDS網構成が必須であり、その実現に際して、光分岐損失を補償する光ファイバ増幅器（EDFA）[15][16]の適用が不可欠である。しかしながら、デジタル光伝送による通信幹線系への適用を主たる目的として開発されたEDFAに関して、アナログ光伝送（SCM光伝送）における低雑音・低歪化の検討例は極めて少数であった。

以上のような光映像配信方式に関する研究開発の具体例としては、伝送劣化に対し耐性の高いFM変調信号を採用して、20ch程度をFTTH網構成により光分配する等の検討例があるが[17]、さらなる多チャンネル化や、AM変調信号の収容を実現するためには、半導体レーザの低歪化、EDFAの歪特性の把握および解析と、これによる光増幅特性の高品質化が必須の課題であった。

このような背景の下、著者は、従来放送サービスをカバーするVSB-AM映像信号と新規サービスに対応したデジタル変調信号を含むハイブリッド信号を光のまま高品位に分配し、FTTC網構成に基づいた大規模光映像配信システムを実現する”ハイブリッドSCM光伝送分配方式”を提案し、開発した[18][19]。また、本方式を実現する要素技術として、所要のCNRと歪性能を両立する光伝送パラメータの基本設計手法を示すと共に、低歪・低波長チャープ性に優れた歪MQW構造のDFBレーザを新たに開発し、従来殆ど検討されていなかった、直接変調光信号に対するEDFAのアナログ伝送特性を明らかにした。特に、後者は、当該動作条件を最適化することによってEDFAを無歪化できることを、理論と実験により初めて検証し、高品質光増幅の技術基盤を成す重要な成果と言える。さらに、これらの検討結果に基づいて、AM変調信号60chと16QAM変調信号90キャリアからなる全150chのハイブリッド信号を128光分配するシステムの実現性を検証した。本研究は、超多チャンネルの高品質映像信号を光分配する光アクセス方式の構成を、先駆的かつ具体的に提案、実証した点で大きな意義を有している。

本章では、まず第2.2節において、ハイブリッドSCM光伝送分配方式に基づく光映像配信システムの構成および性能諸元について述べる。次に第2.3節で、本方式を実現する上で重要なパラメータを抽出すると共に、その設計手法を示し、第2.4節では、当該パラメータ条件に基づいて開発した高性能DFBレーザと、EDFAの無歪動作原理について説明する。さらに、第2.5節において本方式の伝送性能を確認するために行った実験結果を示し、第2.6節では、その拡張性の検討として、さらなる光分配数拡大の可能性について考察する。

## 2.2 構成

図2-2-1に、ハイブリッドSCM光伝送分配方式に基づく光映像配信システムの構成を、表2-2-1に同主要諸元を示す。また、図2-2-2に、伝送信号のキャリア周波数配置を示す。本システムは、2～3万の加入者規模の高品質CATV網への適用を想定したもので、FTTC網構成に基づき、同軸網における分配性能を約100～300と見込んで、128の光分岐を行う。また、同軸伝送路の性能を考慮して、伝送信号の上限周波数を1GHzとし、キャリア周波数間隔6MHzで全150chを収容する。この内60キャリア（55.25～415.25MHz）を、現行の地上波放送サービスをカバーするAM映像信号用とし、残り90キャリア（433.25～967.25MHz）を、デジタル映像ソースによる新規サービスに対応できるデジタル変調（16QAM）信号に割り当て、AM/16QAMハイブリッド信号を構成する。

1.55 $\mu$ m帯DFBレーザ（DFB-LD）をAM/16QAMハイブリッド信号で直接強度変調し、この光信号を、初段のEDFA（EDFA#1）で光増幅後8分岐し、さらに第2段目のEDFA（EDFA#2）で増幅した後、光伝送路へ送出する。EDFA#1には、低雑音性を優先して前方励起型を、EDFA#2には、送受信間レベル差を確保するため、高出力化に有利な双方向励起型のEDFAをそれぞれ採用する。なお、光伝送路は、16光分岐器を含んで全128の光分配性能を確保すると共に、波長分散による1.55 $\mu$ m帯光信号の波形劣化を抑圧するため分散シフトファイバ（DSF：Dispersion Shift Fiber）を用いて最大5kmを伝送する。光受信器は、受光素子としてpin-PDを使用し、受信光信号をAM/16QAMハイブリッド信号に再変換し、同軸網へと送出する。

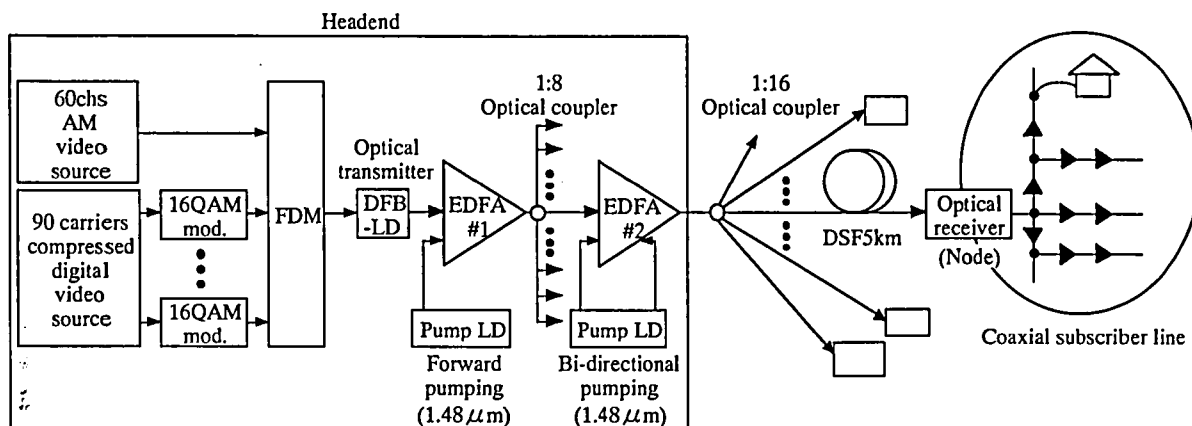


図2-2-1 ハイブリッドSCM光映像配信システム 構成

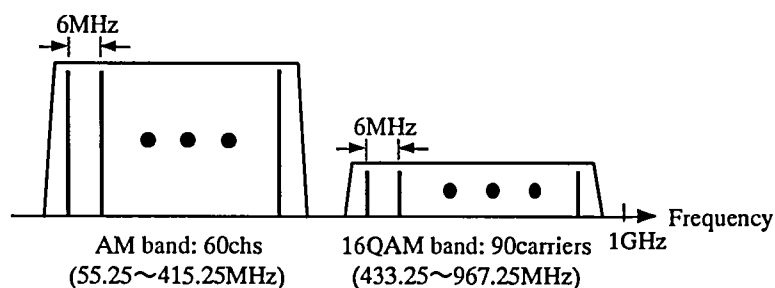


図2-2-2 AM/16QAMハイブリッド信号のキャリア周波数配置

所要信号品質として、AM信号については、現行AM-FDM方式によるCATV幹線系の性能に準じて、 $CNR \geq 51\text{dB}$ 、 $CSO \leq -60\text{dBc}$ 、 $CTB \leq -65\text{dBc}$ とする。QAM信号の多値数 ( $M$ ) は、伝送容量と同軸網における反射等に対する耐性とのバランスを考慮して”16”値を採用し、ロールオフ率50%で等化することにより1キャリア当たりの15Mbps以上の伝送レートを確保する。なお、16QAM伝送用の映像ソースには、MPEG2による圧縮映像源（5~15Mbps）を想定して、BER（誤り訂正前） $\leq 10^{-6}$ 、 $CNR \geq 33\text{dB}$ を目標とした。

本方式の主な技術的ポイントは、経済性を高めるために、 $1.55\mu\text{m}$ 帯DFBレーザによる直接光変調とEDFAを積極的に組み合わせた点にある。幹線系において専ら用いられている外部光変調方式と異なり、直接変調方式では光源の波長チャープ（波長ゆらぎ、光周波数変調効果）が不可避であり、EDFAの増幅利得の波長依存性（ゲインチルト特性）と合わさって信号品質劣化を生じる。この課題に対処するため、光源として、広帯域変調特性と低波長チャープ性を両立する歪MQW構造のDFBレーザを新たに開発すると共に、直接変調光信号に対するEDFAの動作条件を明確化した。具体的には、EDFAの伝送特性が入力光信号条件に強く依存することを利用して、入力光レベルと光信号波長を最適化することにより、EDFAの低歪化と低雑音化を同時に実現した。また、このようなEDFAの性質に起因して複雑化した光伝送特性に関して、所要の性能を確保するための光伝送パラメータの設計手法を確立した。

表2-2-1 ハイブリッドSCM光映像配信システム 諸元

項目			数値等
FDMキャリア数 キャリア周波数間隔 雑音帯域幅 ( $B_{ch}$ ) 全伝送帯域 光分配数			150 6 MHz/ch 4.2 MHz/ch $\leq 1$ GHz 128
AM帯	キャリア数 ( $N_{AM}$ ) 周波数配置 光変調度 ( $m_{AM}$ )		60 55.25~415.25 MHz 4.0 %/ch
	所要信号 品質	CNR CSO CTB, XMOD	$\geq 51$ dB $\leq -60$ dBc $\leq -65$ dBc
16QAM帯	キャリア数 ( $N_{QAM}$ ) 周波数配置 光変調度 ( $m_{QAM}$ ) ビットレート ロールオフ率		90 433.25~967.25 MHz 0.7 %/ch $\geq 15.5$ Mbps 50 %
	所要信号 品質	BER CNR	$\leq 10^{-6}$ $\geq 33$ dB
光送信器	光変調方式 光源 光波長 出力光レベル		直接光強度変調 DFBレーザ 1.55 $\mu$ m帯 $\geq 6$ dBm
初段 光ファイバ増幅器 (EDFA#1)	励起方式 入力光レベル ( $P_{in1}$ ) 出力光レベル ( $P_{out1}$ ) 雑音指数 ( $NF_1$ )		前方励起 6 dBm $\geq 16$ dBm 6 dB
第2段 光ファイバ増幅器 (EDFA#2)	励起方式 入力光レベル ( $P_{in2}$ ) 出力光レベル ( $P_{out2}$ ) 雑音指数 ( $NF_2$ )		双方向励起 6 dBm $\geq 18$ dBm 7 dB
光伝送路	光ファイバ 送受信間レベル差		DSF $\geq 5$ dB
光受信器	受光素子 受光レベル ( $P_r$ ) 変換効率 ( $R$ ) 入力換算雑音電流密度 ( $I_n$ )		pin-PD $\leq 0$ dBm 0.85 A/W 13 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (AM帯)



## 2.3 設計

前述のように、本方式では、60chのAM信号を含む150ch信号を一括して光増幅し、100以上のノード（光受信器）に光分配する。その実現に当たっては、光伝送パラメータの最適化により、雑音特性と歪特性を両立させると共に、光デバイス（光源、光増幅器）に対する要求仕様を明らかにする必要がある。

本節では、このようなパラメータもしくは仕様項目として最も重要な、1) 光変調度（AM信号、16QAM信号）、2) 光伝送路構成と光レベルダイヤ（EDFAの縦続接続段数および入力光レベル）、3) 光信号波長、について検討する。特に、3) については、EDFAの無歪動作の考え方と、その主要条件としての光信号波長の設計手法を示す。

### 2.3.1 光変調度

光変調度は、SCM光伝送特性を左右する最も重要なパラメータである。特に、ハイブリッド信号の光伝送においては、一方の信号の光変調度条件が、他方の信号品質に影響を及ぼす場合があり、例えば、AM信号のCNRを確保するために、当該光変調度を過度に大きくすると、AM信号自身の歪特性を劣化させるだけでなく、16QAM信号のBER低下をも引き起こす可能性がある。従って、光変調度は、各伝送信号のCNRおよび歪特性に留意しながら、全ての信号品質が所要条件を満足するように、バランス良く設計する必要がある。以下に、AM/16QAMハイブリッド光伝送における光変調度設計について説明する。

第1.4節でも説明したように、SCM光伝送において、AM信号等のRF変調信号のCNRは、当該光変調度 $m$ によって、式(1-4-3)のように与えられることが分かっている。同式を用いれば、AM信号および16QAM信号に対する光変調度は、各所要CNR（AM信号：51dB以上、16QAM信号：33dB以上）から、それぞれ3.2%以上、0.4%以上に設定する必要があることが分かる。

歪特性に関しては、既述のように、多チャンネルFDM信号の実効的な光変調度：総合実効光変調度 $\mu$ （式(1-4-2)）を用いることによって、変調信号のクリッピングの影響を一意に表現できる。AM/16QAMハイブリッド信号の総合実効光変調度 $\mu$ を、式(1-4-2)に準じて次式(2-3-1)で表す。

$$\mu = \sqrt{m_{AM}^2 N_{AM} + m_{QAM}^2 N_{QAM}} \quad (2-3-1)$$

ここで、 $m_{AM}$ 、 $m_{QAM}$ は、それぞれAM信号および16QAM信号の光変調度（1キャリア当たり）、 $N_{AM}$ 、 $N_{QAM}$ は、それぞれAM信号および16QAM信号のキャリア数である。上述のように、16QAM信号の光変調度 $m_{QAM}$ は、その所要CNRの差異から、AM信号の光変調度 $m_{AM}$ に比較して非常に小さく（約15dB低く）設定できる。このため、 $\mu$ は、次式(2-3-2)のようにAM信号のみによってほぼ決定されると考えて良い。

$$\mu = m_{AM} \sqrt{N_{AM}} \quad (2-3-2)$$

図2-3-1に、光CATV用DFBレーザの歪特性（AM40ch伝送）の測定例を示す。本図に見られるように、総合実効光変調度 $\mu$ の上昇に伴い、クリッピング現象に起因した歪劣化が発生し、CATV幹線系クラスの歪性能：-60dBc以下を満足する $\mu$ の上限は0.3～0.35程度である。この結果に基づいて $\mu=0.31$ とすると、上式(2-3-2)によって、AM信号の光変調度 $m_{AM}$ を4%/ch（ $=0.31/\sqrt{60}$ ）に設定すれば良いことが分かる。

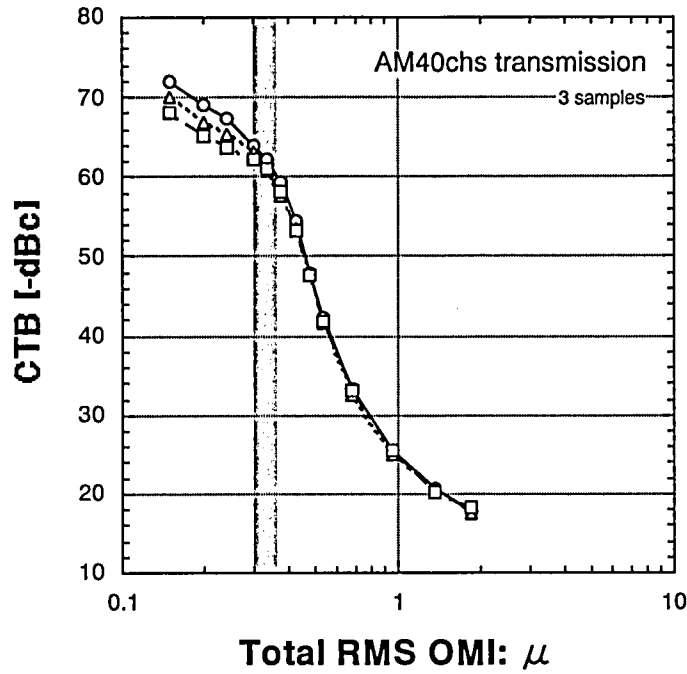


図2-3-1 DFBレーザの歪の光変調度依存性（AM40ch伝送） 測定例

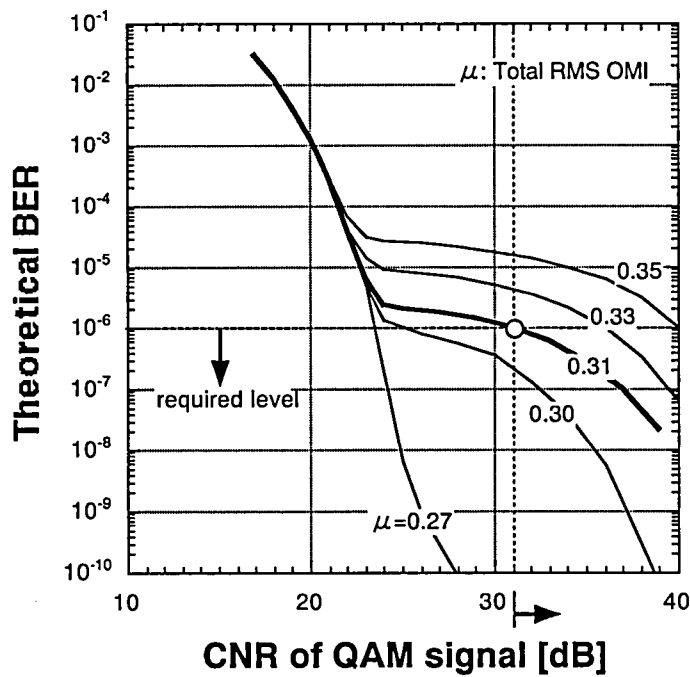


図2-3-2 AM/16QAMハイブリッド光伝送における16QAM信号BERのCNR依存性

次に、16QAM信号の所要BERに基づいて、当該光変調度 $m_{QAM}$ を設定する。AM信号とのハイブリッド光伝送において、16QAM信号のBER特性は、主にAM-FDM信号のクリッピングによって発生する高次歪量で決まり、高次歪の振幅分布をインパルス歪と仮定したモデルを導入すると、次式(2-3-3)のように表されることが分かっている[14]。

$$BER = \frac{2(16 - \sqrt{16})}{16} \exp(-A) \sum \frac{A j}{j!} \operatorname{erfc}\left\{ \frac{\sqrt{CNR_{QAM}}}{\sqrt{2}(\sqrt{16} - 1)\sigma_i} \right\} \quad (2-3-3)$$

$$\text{但し, } \sigma_i^2 = \frac{(j/A + \Gamma)}{(\Gamma + 1)}$$

ここで、 $\Gamma$  は、ガウス雑音電力とインパルス歪の平均電力の比、 $A$ はインパルス指数である。

図2-3-2に、AM/16QAMハイブリッド光伝送において、上式(2-3-3)より算出した16QAM信号BERのCNR依存性を示す。なお、総合実効光変調度 $\mu$ （AM信号の光変調度 $m_{AM}$ ）をパラメータとした。本図から分かるように、 $\mu$ の上昇に伴い、AM-FDM信号のクリッピングに起因したBER劣化が発生し、フロア特性が現れている。この結果から、 $\mu=0.31$ の条件下において、 $BER \leq 10^{-6}$ を実現する16QAM信号の所要CNR $\geq 31$ dBとすると、式(1-4-3)に基づいて、当該光変調度 $m_{QAM}$ を0.7%/chに設定すれば良いことが分かる。

### 2.3.2 光伝送路構成と光レベルダイヤ

光励起原理により光増幅を実現するEDFAでは、光信号成分と無相関の自然放出光としてASE（Amplifier Spontaneous Emission）光が発生するため、出力光信号のRINが劣化する[20]。このため、EDFAは、式(1-4-3)で表現される本方式のCNR特性を決定付ける重要な要因となる。次式(2-3-4)に示すように、EDFAの接続段数に伴いRINが劣化するため、その数は、所要の光分配数に対して必要最小限に設定する必要がある。

$$\begin{aligned} RIN &= RIN_{LD} + RIN_{EDFA1} + RIN_{EDFA1} + \dots \\ &= RIN_{LD} + \frac{2h\nu NF_1}{P_{in1}} + \frac{2h\nu NF_2}{P_{in2}} + \dots \end{aligned} \quad (2-3-4)$$

ここで、 $RIN_{LD}$ は、光源の相対雑音強度[Hz]、 $RIN_{EDFAi}$ は、第*i*段EDFAの相対雑音強度[Hz]、 $NF_i$ は、第*i*段EDFAの雑音指数、 $P_{in\#n}$ は、第*i*段EDFAの入力光レベル[W]、 $h$ はプランク定数（ $6.6 \times 10^{-34}$ J·s）、 $\nu$ は光波長（光周波数）[Hz]である。また、上式(2-3-4)から分かるように、RINは、EDFAへの入力光レベル $P_{in\#n}$ （ $\#n=1, 2, \dots$ ）に依存し、 $P_{in\#n}$ を大きくすれば、より低雑音で動作させることができる。即ち、入力光レベル $P_{in\#n}$ の上昇は、CNR特性の面で有利となるが、一方で、前段EDFAの出力光レベルとのレベル差を減少させるため、段間の光分岐数を制限し、全光分配数において不利となる。以下では、所要CNRと全光分配数を両立させるため、EDFAの縦続接続段数と、その入力光レベルを最適設計する。

表2-3-1に、想定した光伝送パラメータ条件を示す。本システムでは、EDFAをすべて送信局内に設置することを前提としているため、段間の伝送ロスが比較的小さい。そこで、最終段を除く（初段～第*n*-1段）EDFAには、高出力性よりも低雑音性を優先して前方励起型を採用し、当該飽和光出力 $P_{out1}$ を、前方励起型EDFAの一般的性能として16dBmに設定する。一方、光伝送路に直接接続する最終段のEDFAは、送受信間レベル差を確保するために、より高出力化に適した双方向励起型とし、飽和光出力 $P_{outL}$ を20dBmとする。また、当該雑音指数 $NF_L$ は、初段～第*n*-1段（前方励起型）EDFAの雑音指数 $NF_1$ の1dB増と想定する。その他のパラメータは、表2-2-1に準ずるものとして、受信信号の所要CNR：51dB以上（AM信号）、全光分配数：100以上とする。なお、検討を簡単化するため、EDFAへの入力光レベル $P_{in}$ を全段同一とし、対応する出力光レベルは、 $P_{in}$ に関わらず、常に上記飽和光出力が得られるものと仮定した。これにより、各段間の光分岐数 $X_{brc}$ は、光分岐損失 $D$ （2分岐当たり）を用いて $2^m \leq 2(P_{out1} - P_{in})/D$ （ $m$ は整数）で与えられる。また、光受信器の受光レベル $P_r$ を0dBm一定に設定し、最終段EDFA・光受信器間の光分岐数 $Y_{brc}$ を32（ $=2(P_{outL} - P_r - Loss)/D = 2^{16/3.3}$ ）とする。

表2-3-1 EDFAの縦続接続段数および入力光レベル 設計条件

項目			条件
総合実効光変調度（ $\mu$ ）			0.31
光源・RIN（ $RIN_{LD}$ ）			-160 dB/Hz
光伝送路・RIN（ $RIN_{SMF}$ ）			-158 dB/Hz
EDFA	初段～第 $n-1$ 段 （前方励起型を想定）	飽和光出力（ $P_{out1}$ ）	16 dBm
		雑音指数（ $NF_1$ ）	6 dB
	最終段（第 $n$ 段） （双方向励起型を想定）	飽和光出力（ $P_{outL}$ ）	20 dBm
		雑音指数（ $NF_L$ ）	7 dB
各段光分岐数			$2^m$ （ $m$ は整数）
光分岐損失（2分岐当たり）（ $D$ ）			3.3 dB
送受信間レベル差（ $L_o$ ）			4 dB
受光レベル（ $P_r$ ）			0 dBm
所要CNR（AM信号）			$\geq 51$ dB
全光分配数			$\geq 100$

以上の条件において、EDFAを $n$ 段縦続接続した場合の全光分配数 $N_{all}$ は、段間光分岐数 $X_{brc}$ と最終段光分岐数 $Y_{brc}$ によって、次式(2-3-5)で与えられる。

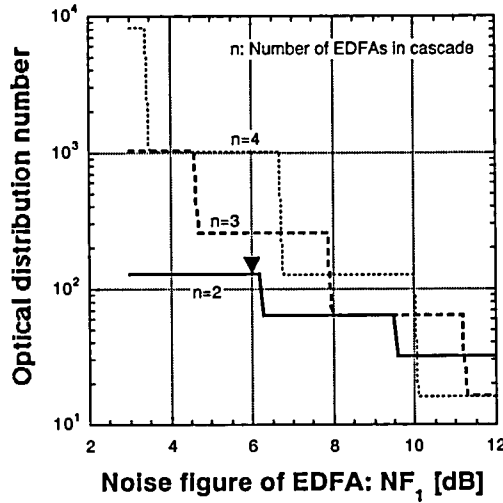
$$N_{all} = X_{brc}^{n-1} Y_{brc} = 2^{(n-1) \frac{(P_{out1} - P_{in})}{D}} \times 2^{\frac{(P_{outL} - P_r - L_o)}{D}} \quad (2-3-5)$$

また、EDFAへの入力光レベル $P_{in}$ は、次式(2-3-6)で与えることができる。

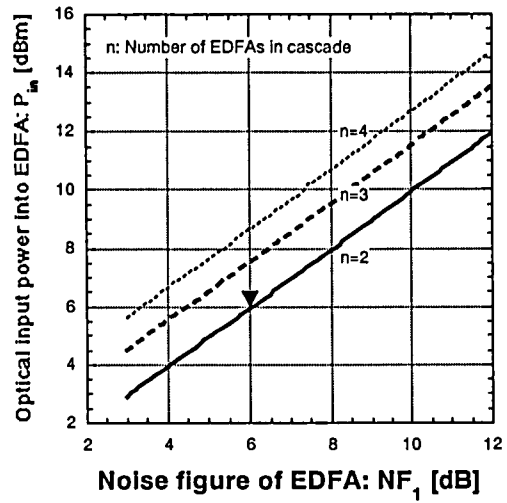
$$P_{in} \geq \frac{2h \nu \{(n-1) NF_1 + NF_L\}}{\frac{\text{Noise}}{B} - 2e R P_r - I_i^2} \frac{RIN_{LD} - RIN_{SMF}}{(R P_r)^2} \quad (2-3-6)$$

ここで、 $RIN_{SMF}$ は、光伝送路の相対雑音強度[Hz]、 $P_{in}$ は、EDFAの入力光レベル[W]、 $P_{out1}$ は、初段～第 $n-1$ 段EDFAの飽和光出力[W]、 $P_{outL}$ は、第 $n$ 段（最終段）EDFAの飽和光出力[W]、 $NF_1$ は、初段～第 $n-1$ 段EDFAの雑音指数、 $NF_L$ は、第 $n$ 段（最終段）EDFAの雑音指数 ( $NF_1 + 1$ )、 $L_o$ は送受信間レベル差[W]、 $D$ は光分岐損失 (2分岐当たり) [W]である。また、 $\text{Noise}/B$ は、受信信号CNR=51dB時の受光素子出力段における所要雑音レベルを表すもので、光変調度4%、1チャンネル当りの雑音帯域幅 $B=4.2\text{MHz}$ の時に、約-210.14dBm/Hz以下である。

図2-3-3(a)に、EDFAの縦続接続段数 $n=2/3/4$ の場合において、全光分配数 $N_{all}$ とEDFAの雑音指数 ( $NF_1$ ) の関係を示す。また、図2-3-3(b)には、EDFAへの入力光レベル $P_{in}$ と $NF_1$ との関係を示す。本図から、EDFAの雑音を抑圧し所要CNRを確保するためには、 $NF_1$ に対応して $P_{in}$ を上昇させる必要があるが、一方で段間の光レベル差 ( $P_{out1} - P_{in}$ ) が減少するため、光分岐数 $X_{brc}$ と共に全光分配数 $N_{all}$ が減少することが分かる。この結果に基づいて、AM信号の所要CNR $\geq 51\text{dB}$ を満足しながら、AM/16QAMハイブリッド信号を光のまま100以上分配するための要件として、例えばEDFA縦続接続段数 $n=2$ 、EDFAへの入力光レベル $P_{in}=5.9\text{dBm}$ を導出できる。この時、全光分配数 $N_{all}$ は、128 (初段光分岐数：8、2段目光分岐数：16) である。



(a) 全光分配数のEDFA雑音指数依存性



(b) EDFA入力光レベルの雑音指数依存性

図2-3-3 EDFAの縦続接続段数と入力光レベルの設計

### 2.3.3 光信号波長

高品質伝送が要求されるAM信号を光増幅／光分配するために、EDFAの低歪化は不可避の課題である。特に、EDFAを多段接続する構成では、各段で発生する歪が累積するため、極力無歪化する必要がある。以下では、EDFAの歪特性が、入力光信号パラメータに大きく依存する性質に着目し、EDFAを無歪動作させるための当該パラメータの設計手法を検討する。

一般に、EDFAは、図2-3-4(a)に示すように、増幅利得が光波長により異なり、ある波長において利得ピークを示すという性質を有する。この時、入力光信号が波長チャープ成分（光周波数変調成分）を有していると、EDFAは歪（主に、2次歪）を発生する[21]。EDFAに入力する光強度変調信号 $P_{in}(t)$ を、半導体レーザに注入する変調信号電流 $I(t)$ を用いて、次式(2-3-7)で表す。

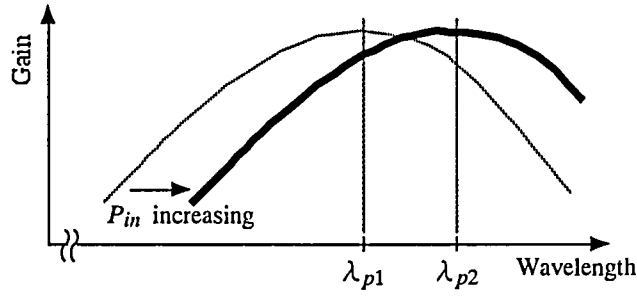
$$P_{in}(t) = P_b + \frac{dP}{dI} I(t) \quad (2-3-7)$$

ここで、 $P_b$ は平均入力光レベル[W]、 $\frac{dP}{dI}$ は、半導体レーザのスロープ効率[W/A]である。

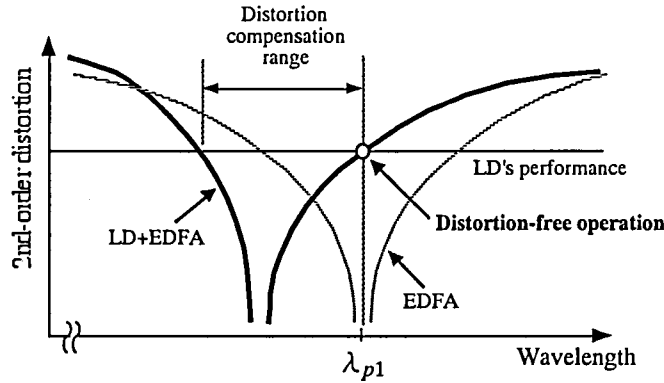
一方、入力光信号の光周波数変化 $\nu(t)$ に伴い変動するEDFAの増幅利得 $G(t)$ を、光信号の中心周波数 $\nu_0$ の周りでテイラー展開することにより、次式(2-3-8)で表現する。

$$\begin{aligned} G(t) &= G(\nu_0) + \left. \frac{dG}{d\nu} \right|_{\nu=\nu_0} \nu(t) \\ &= G(\nu_0) + \frac{dG}{d\nu} \frac{d\nu}{dI} I(t) \\ &= G(\nu_0) + \frac{dG}{d\nu} \Delta F I(t) \end{aligned} \quad (2-3-8)$$

ここで、 $\Delta F = \frac{d\nu}{dI}$ は、半導体レーザの光周波数変調効率（波長チャープ効率）[Hz/A]である。



(a) 増幅利得の波長依存性（ゲインチルト特性）



(b) EDFAの2次歪とEDFAからの出力光信号における2次歪

図2-3-4 EDFAの増幅利得と2次歪量の波長依存性

上式(2-3-7), (2-3-8)を用いて, EDFAから出力される光信号 $P_{out}(t)$ は, 次式(2-3-9)で表すことができる.

$$P_{out}(t) = G(t) P_{in}(t) \quad (2-3-9a)$$

$$= \left\{ G + \frac{dG}{d\nu} \Delta F I(t) \right\} \left\{ P_b + \frac{dP}{dI} I(t) \right\}$$

$$\cong G P_b + G \frac{dP}{dI} I(t) + \frac{dG}{d\nu} \Delta F \frac{dP}{dI} I^2(t) \quad (2-3-9b)$$

$$\text{但し, } G \frac{dP}{dI} \gg \frac{dG}{d\nu} \Delta F P_b$$

上式(2-3-9b)において, 第1項は直流項, 第2項は増幅された光強度変調信号成分, 第3項が2次歪成分に相当し, 変調信号を振幅 $I_m$ の正弦波とすると, 2次高調波レベルは, 第2項と第3項の比によって次式(2-3-10)で与えられる.

$$2HD_{EDFA} = \frac{\frac{\Delta G}{\Delta \nu} \Delta F I_m}{G} \quad (2-3-10)$$

上式(2-3-10)から, EDFAで発生する歪は, 光信号の波長チャープ量とEDFA増幅利得の波長依存性（ゲインチルト特性）によって決まり, 光信号を低チャープ化あるいはゲインチルトを平坦化すれば, EDFAを低歪化できることが分かる. これらのパラメータは, デバイスの特性, 構造等に起因して, それぞれ皆無とすることは極めて困難であるが, 図2-3-4(b)に示すように, 光信号波長をEDFAのゲインピーク波長 $\lambda_{p1}$ に一致するように設定すれば（この時,  $\Delta G/\Delta \nu = 0$ ）, EDFAを実質的に無歪動作させることが可能である. 但し, ゲインチルト特性は, EDFAへの入力光レベル $P_{in}$ に依存して変化し, 例えば図2-3-4(a)中に示すように,  $P_{in}$ を増大させると長波長側へシフトし, これに伴いゲインピーク波長も移動する（ $\lambda_{p1} \rightarrow \lambda_{p2}$ ）性質を示す. 従って, EDFAの無歪動作を実現するためには, 入力光レベル $P_{in}$ と光信号波長の両パラメータを最適設定して, 光信号波長とEDFAのゲインピーク波長 $\lambda_p$ とを一致させる必要がある.

図2-3-5に、入力光レベル $P_{in}$ に対するEDFAゲインピーク波長 $\lambda_p$ の依存特性を示す。前節2.3.2で説明したように、 $P_{in}$ は、CNR特性にも影響を与えるパラメータであり、所要CNR（AM信号）を満足するためには、 $P_{in} \geq 5.9\text{dBm}$ に設定する必要がある。そこで、 $P_{in}=5.9\text{dBm}$ 時におけるEDFAの無歪動作条件を、本図より光信号波長：1561nmに設定する。

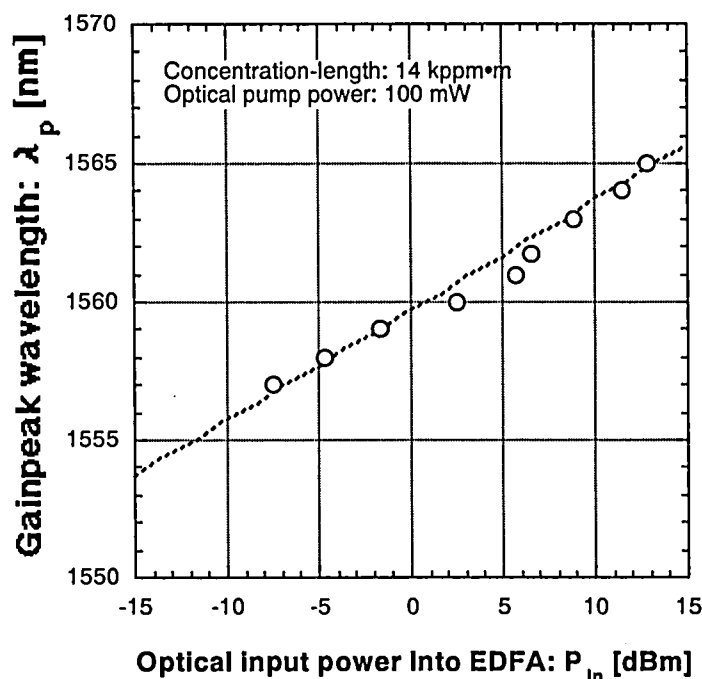


図2-3-5 EDFAゲインピーク波長の入力光レベル依存性

## 2.4 光デバイス

本節では、前節2.3において導出した光伝送パラメータ条件に基づき開発した半導体レーザとEDFAについて、詳細を説明する。

### 2.4.1 DFBレーザ

第2.3.3節において説明したように、光波長は、EDFAの無歪動作を実現する主要条件である。一方で、半導体レーザに対する光波長仕様は、その許容範囲を狭める程、歩留まりを低下させコスト上昇を招くという点で、極めて重要なファクタである。即ち、レーザの光波長仕様の立場から見ると、EDFAの低歪化とレーザの低コスト化は、互いに相反する要件と言える。そこで、レーザを低チャープ化すれば、光波長ズレに対するEDFAの歪の感度を落とし、所定の歪性能を確保しながら、光波長仕様を拡大できる可能性がある。但し、半導体レーザにおいて、広帯域に亘る低歪・低雑音特性を実現するための高緩和振動周波数化と低チャープ化は、一般にトレードオフの関係にあり両立が難しい。以下に、これらの課題を解決するために、新たに開発したDFBレーザの特徴について説明する。

表2-4-1に、歪MQW（SL-MQW：Strained Layer - MQW）構造を採用したDFBレーザの諸元を示す。10GHz以上の緩和振動周波数の高周波化により良好な周波数特性、歪特性を得ると共に、負のデチューニング（-20nm）を採用して低チャープ化（AM帯：150MHz/mA以下）を実現した[22]。

図2-4-1に、AM/16QAMハイブリッド光伝送における本レーザのAM帯信号品質の光変調依存性の測定結果を示す。総合実効光変調度 $\mu=0.31$ （AM信号・光変調度：4%/ch，16QAM信号・光変調度：0.7%/ch）にお

いて、 $CNR \geq 52\text{dB}$ 、 $CSO \leq -63\text{dBc}$ 、 $CTB \leq -67\text{dBc}$ と極めて良好な性能を達成していることが分かる。

表2-4-1 歪MQW-DFBレーザ 諸元

項目		諸元
発振波長		1561 nm
緩和振動周波数		$\geq 10\text{ GHz}$
周波数帯域		$\geq 3\text{ GHz}$
光周波数 変調効率	AM帯	150 MHz/mA
	16QAM帯	190 MHz/mA

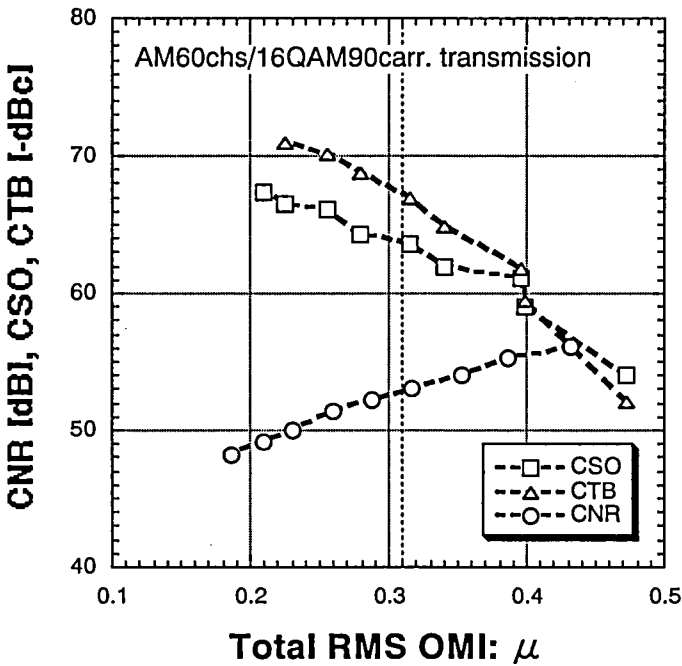


図2-4-1 歪MQW-DFBレーザ・AM帯信号品質 測定結果

2.4.2 光ファイバ増幅器 (EDFA)

第2.3.3節で説明したように、EDFAは、入力光信号条件に依存してその特性を変化させる性質を有し、低雑音性と低歪性を両立するためには、入力光レベルをより大きく、光信号波長をより長波長に設定することが望ましい。以下に、前節で設計した入力光信号条件（波長：1561nm，入力光レベル：5.9dBm）において、直接変調光信号に対するEDFAの無歪動作が実現できることを実験的に検証する。

図2-4-2に、開発したEDFAの構成を、表2-4-2に同諸元を示す。また、図2-4-3には、波長1561nmの光信号入力時におけるEDFA（1段）の2次歪（AM帯CSO）に関する、入力光レベル依存性の測定結果を示す。本図において、入力光レベル $P_{in} \sim 6\text{dBm}$  ( $P_{opt}$ ) の条件では、EDFAからの出力光信号において測定した歪量が、入力光信号の歪量（DFBレーザの歪量）に一致し、EDFAで付加的な歪が発生していないことが分かる（●点）。なお、 $P_{in}$ が $P_{opt}$ より小さい領域で、入力光信号の歪量に比べてEDFA出力光信号の歪量（LD+EDFA）が改善される条件が存在する[23]。これは、EDFAで発生する歪波の位相がDFBレーザの歪に対して逆位相となり、相互に打ち消し合う補償効果が生じることを示している。本条件は、EDFAの接続段数が比較的少な



い場合には有効に利用できるが、多段接続時には、EDFAの歪が累積してDFBレーザの歪特性より劣化する可能性が高くなるため、汎用的なシステム設計の立場からは、無歪動作条件での運用が望ましいと考えられる。

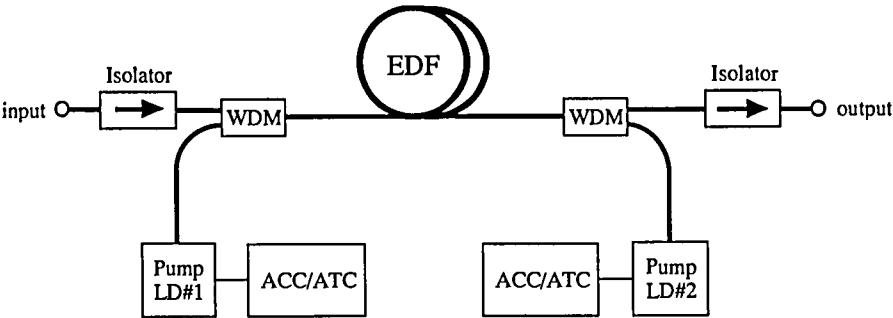


図2-4-2 EDFA 構成

表2-4-2 EDFA 諸元

項目			諸元
EDF	モードフィールド径		6.0 $\mu\text{m}$
	ファイバ長		59 m
	比屈折率差		1.48 %
	希土類濃度	Er	240 ppm
		Al	8000 ppm
励起光波長			1.48 $\mu\text{m}$
励起光電力			100 mW

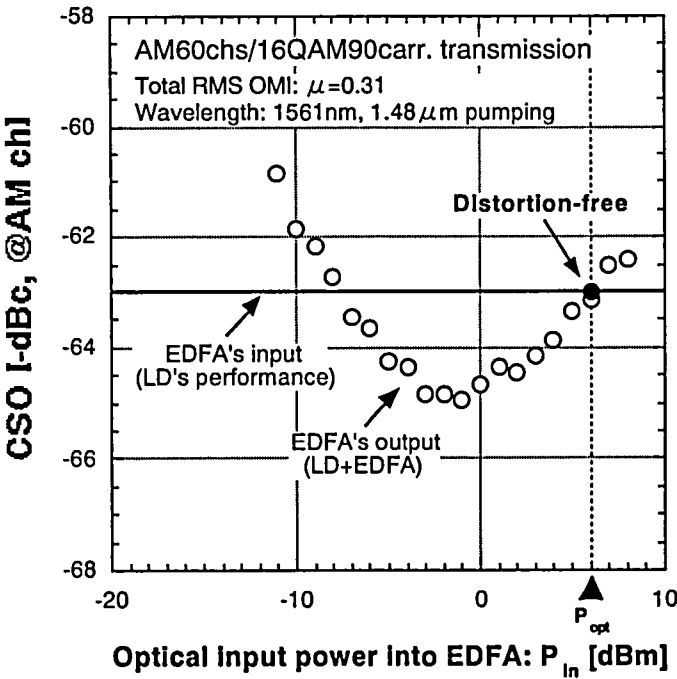


図2-4-3 EDFAの歪（CSO）と入力光レベルの関係

## 2.5 伝送特性

前節までに、設計、導出した光伝送パラメータ条件において、伝送性能を実験的に評価した。図2-5-1に評価系の構成を示す。誤り率測定用の1キャリア（601.25MHz）のみを16QAM変調し、89chの無変調キャリアと合波することにより、合計90chのQAM信号を構成し、さらにAM帯無変調キャリア60chと合波することで、全150chのハイブリッド信号を生成する。

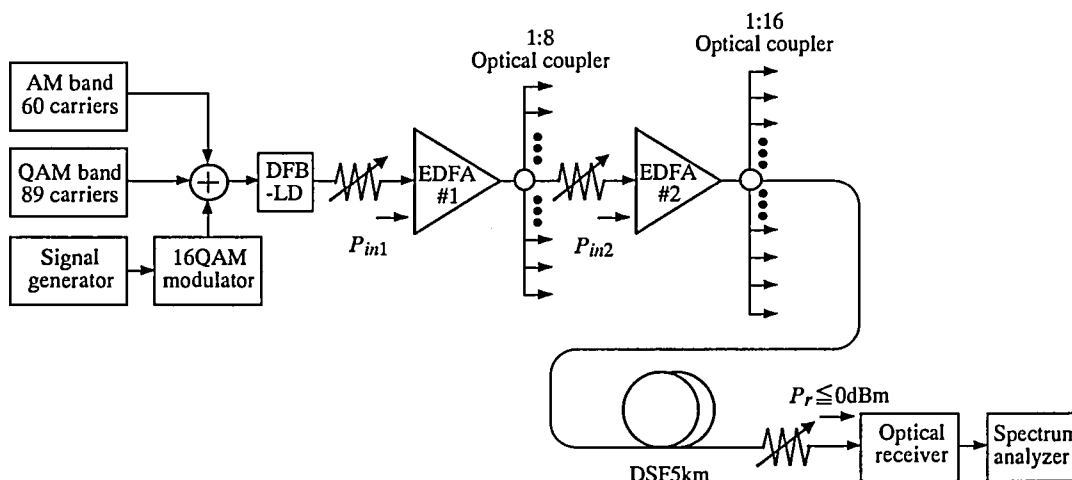


図2-5-1 伝送特性の評価系 構成

なお、評価条件として、第1段および第2段EDFAへの各入力光レベル（ $P_{in1}$ ,  $P_{in2}$ ）に関して、設計値を含めて以下の3通りを設定した。

- i)  $P_{in1}=6\text{dBm}$ ,  $P_{in2}=6\text{dBm}$ （設計値：EDFA#1, EDFA#2共に、無歪動作条件）
- ii)  $P_{in1}=7\text{dBm}$ ,  $P_{in2}=7\text{dBm}$ （参考値#1）
- iii)  $P_{in1}=3\text{dBm}$ ,  $P_{in2}=6\text{dBm}$ （参考値#2）

図2-5-2に、AM帯歪特性の評価結果を示す（(a) CSO, (b) CTB）。なお、それぞれ歪コンポジット数が最大となるチャンネル（CSO：第60ch@415.25MHz, CTB：第30ch@235.25MHz）における測定値を示し、参考として、EDFAを介さず、光送信器（DFBレーザ）と光受信器（pin-PD）を直結した場合の歪測定値も併記した（"OLD-PD"で表記）。本図(a)より、条件i（設計値）では、EDFA2段接続時においても、光送受信器直結時に比べてCSOの劣化は殆ど見られないことが分かる。この結果、総合実効光変調度  $\mu=0.31$ （AM信号・光変調度：4%/ch）時に、所要値（ $\leq -60\text{dBc}$ ）を満足する良好な性能を実現している。条件ii（参考値#1）の場合には、2つのEDFAが共に若干量の2次歪を発生する状態にあり、歪劣化が発生している。これに対して、条件iii（参考値#2）では、CSOが2dB程度改善されており、EDFA#1が発生する2次歪が、DFBレーザの歪を補償する条件にあることを示している（EDFA#2は、無歪動作条件）。

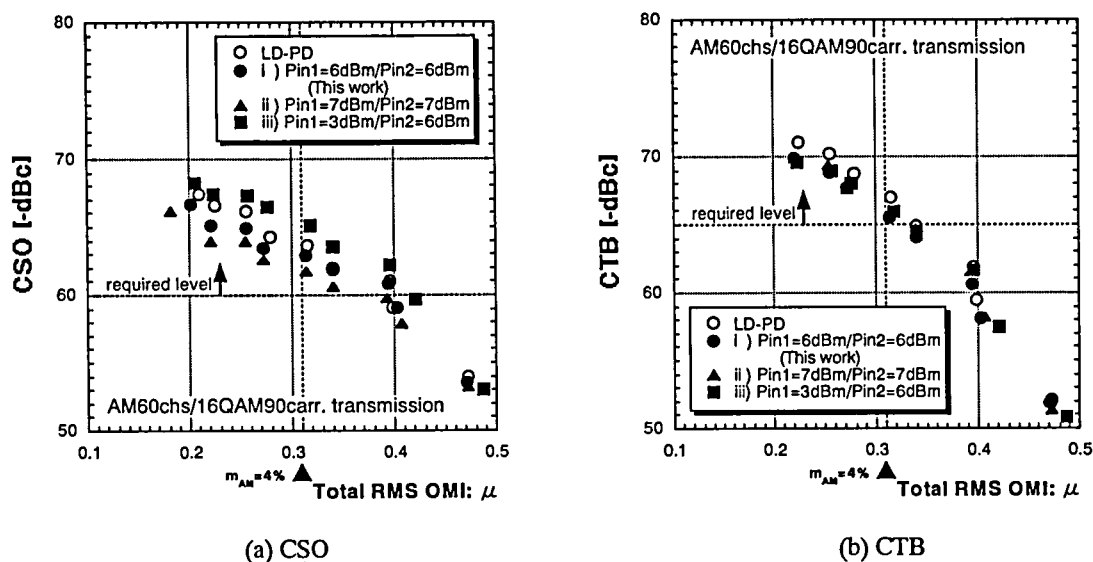


図2-5-2 AM帯歪の光変調度依存性 評価結果

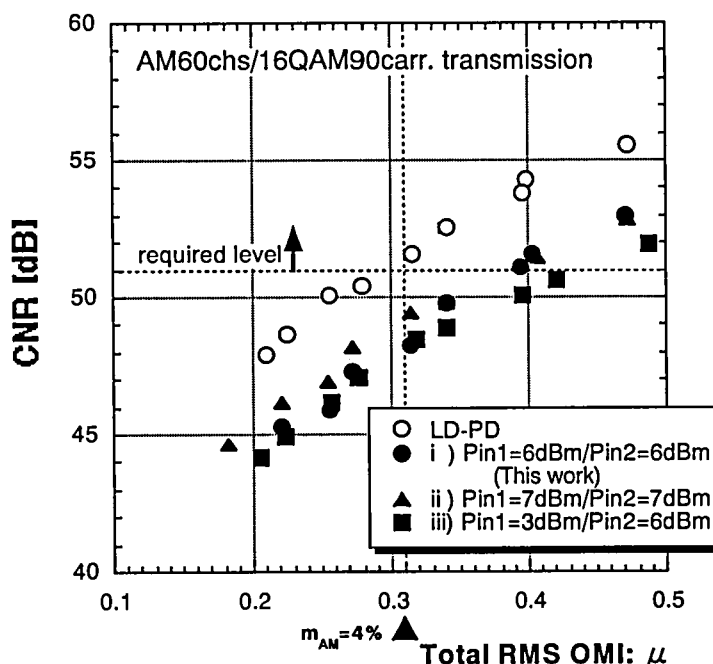


図2-5-3 AM帯CNRの光変調度依存性 評価結果

一方、図2-5-2(b)より、EDFAは、いずれの条件においても3次歪を殆ど発生せず、EDFA2段を接続した場合においても、光送受信器直結時と同等の歪特性が得られることが分かる。この結果、 $\mu=0.31$ 時において、所要値 ( $\leq -65\text{dBc}$ ) を満足している。

図2-5-3には、AM帯CNR特性の評価結果を示す。CNRが最小となる最終チャンネル（第60ch@415.25MHz）の測定値を示した。本図において、EDFAへの入力光レベルを大きくする程、EDFA伝送時のCNR劣化が抑圧され、条件i) ( $P_{in1}=6\text{dBm}$ ) においては、光送受信器直結時の特性に比べて若干の劣化が生じるものの、 $\mu=0.31$ で所要値 ( $\geq 51\text{dB}$ ) を満足していることが分かる。これを基準とすると、条件ii) ( $P_{in1}\geq 6\text{dBm}$ ) では若干CNRが改善され、条件iii) ( $P_{in1}\leq 6\text{dBm}$ ) の場合には劣化量が増大して所要値を満たすことができない。これらの結果から、歪特性とCNR特性のトレードオフ関係において、設計値（条件i)）の妥当性が分かる。

図2-5-4に、16QAM信号のBER特性の評価結果を示す。光送受信器直結時に比べ、極くわずかな劣化が見られるものの、 $\mu=0.31$ 時に所要性能（ $\leq 10^{-6}$ ）を達成していることが分かる。なお、測定用キャリア周波数の違いによるBER特性に大きな差異はなかった。これは、DFBレーザにおける変調信号のクリッピングによって生じた高次歪が非常に広帯域に分布し、BER特性の支配要因になっているためと考えられる。

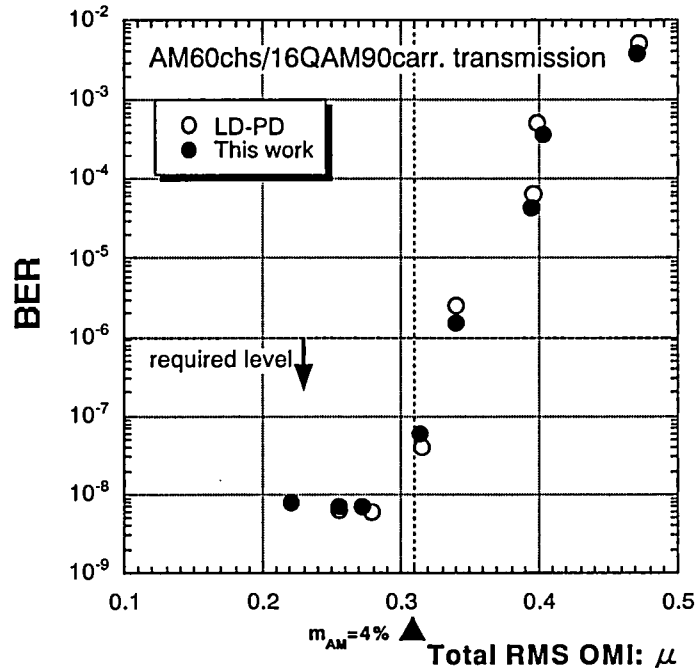


図2-5-4 16QAM帯BERの光変調度依存性 評価結果

以上の評価結果から、本方式は、AM帯、16QAM帯共に所要の信号品質を確保できることが分かったと共に、第2.3節で説明した設計手法に関し、その妥当性を検証できる。

## 2.6 考察：光分配数の検討

PDS型の光アクセスシステムでは、光加入者数を増やす程、頭割り効果による経済性が高まる。しかし、前節までに述べたように、光分配数増大のためEDFAの接続段数を増やすと、EDFAで発生する歪や雑音が累積して伝送特性が劣化する。そのため、EDFAの接続数は、光分配数と伝送信号品質のバランスから最適化する必要がある。本節では、ハイブリッドSCM光伝送分配方式に関する拡張性の検討として、光分配数拡大の可能性を理論的に考察する。

図2-6-1に、光分配性能の検討に当たり想定した光伝送系の構成を示す。EDFAは、全て双方向励起型を想定して、これを $n$ 段縦続接続し、第1段～第 $n-1$ 段までのEDFA出力を $X_{brc}$ 分岐、最終段（第 $n$ 段）のEDFA出力を $Y_{brc}$ 分岐する（ $X_{brc}$ 、 $Y_{brc}$ 共、 $2^m$ で表現できる数とする）。前述のように、EDFAを無歪動作させた場合、本方式における最も厳しい性能要件は、AM信号のCNR特性である。そこで、当該CNRから見た光分配数を検討する。

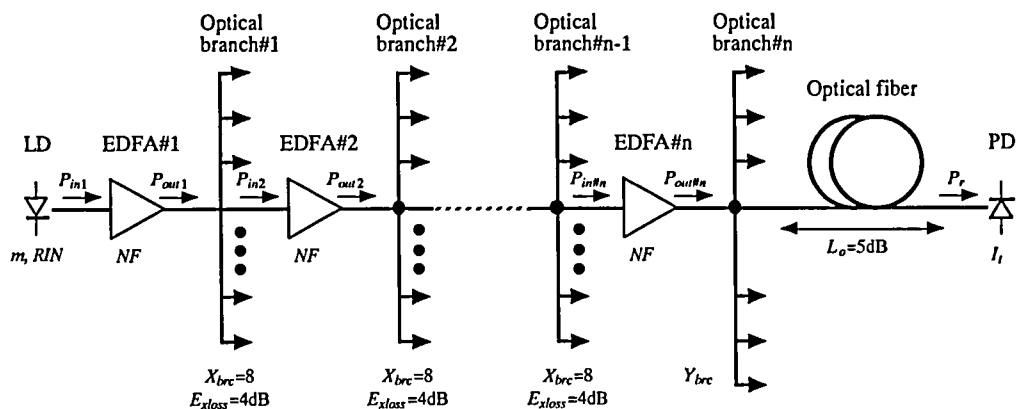


図2-6-1 光分配性能 検討構成

表2-6-1 光分配性能 検討条件

パラメータ			数値等
AM信号・雑音帯域（ $B$ ）			4.2 MHz
光信号波長（ $\lambda$ ）			1561 nm
総合実効光変調度（ $\mu$ ）			0.31
光源・RIN（ $RIN_{LD}$ ）			$\leq -160$ dB/Hz
EDFA		入力光レベル（ $P_{in}$ ）	6 dBm
		出力光レベル（ $P_{out}$ ）	$\geq 20$ dBm
		雑音指数（ $NF$ ）	$\leq 6.2$ dB
光分岐器	光分岐数	第1～第 $n-1$ 段（ $X_{brc}$ ）	8
		最終段（ $Y_{brc}$ ）	$2^m$ （ $m$ は、自然数）
	光分岐過失（2分岐当たり）（ $D$ ）		3.3 dB
	光分岐過剰損失（第1～第 $n-1$ 段）（ $E_x$ ）		$\leq 4$ dB
送受信間レベル差（ $L_o$ ） （最終段光分岐過剰損失含む）			$\leq 7$ dB
最大受光レベル			0 dBm
光受信器・入力換算雑音電流密度（ $I_i$ ）			$\leq 15$ pA/Hz
AM信号・所要CNR			$\geq 51$ dB

表2-6-1に、検討条件を示す。第2.3.3節で明らかにしたEDFAの無歪動作条件から、EDFAへの入力光レベル  $P_{in}=6$  dBm (光信号波長1561nm) 一定とし、これに伴い、段間の光分岐数  $X_{brc}$  を固定値“8” ( $=2^3 \leq 2^{(P_{out}-P_{in})/D}$ ) とする。最終段 (第 $n$ 段) 光分岐数  $Y_{brc}$  については、光分配数をできる限り確保するため、所要CNRを得られる最小受光レベル  $P_r$  を式(2-3-1)より逆算して求め、これを次式(2-6-1)に代入して決定する。但し、光受信器に接続されるプリアンプの飽和限界を考慮して、受光レベルの最大許容条件を0dBmとし、その他の条件は、表2-3-1に準ずるものとした。

$$Y_{brc} = 2^n \leq \frac{P_{out}}{P_r \cdot 10^{-\frac{L_o}{10}}} \quad (2-6-1)$$

既に図2-3-3に示したように、CNR特性のみから見た全光分配数は、EDFAの接続段数 $n$ を”4”に増やすことにより約1,000まで拡大できる。但し、 $n$ の増加に伴う雑音特性の劣化を補うため、EDFAへの入力光レベル $P_{in}$ を9dBm弱まで増大させる必要が生じ、同時にEDFAの無歪動作条件を満たすためには、光信号波長条件（1561nm）を変更しなければならない。しかしながら、光信号波長は、レーザの構造、組成に起因して必ずしも自由に変更、設定することが難しいため、以下では、光受信器の雑音特性が改善された場合、およびAM帯キャリア数を削減した場合を想定して、光分配数拡大の検討を行う。

図2-6-2に、光受信器の入力換算雑音電流密度 $I_n = 6\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ の条件下において、EDFAの縦続接続段数 $n$ をパラメータとした(a)全光分配数 $N_{all}$ および(b)入力光レベル $P_{in}$ のEDFA雑音指数（NF）依存性を示す。本図より、NFを4.7dB程度まで改善すれば、EDFAの無歪動作条件（ $P_{in} \sim 6\text{dBm}$ ）を満足しながら、EDFA4段接続構成によって約8,000の光分配を実現できることが分かる。

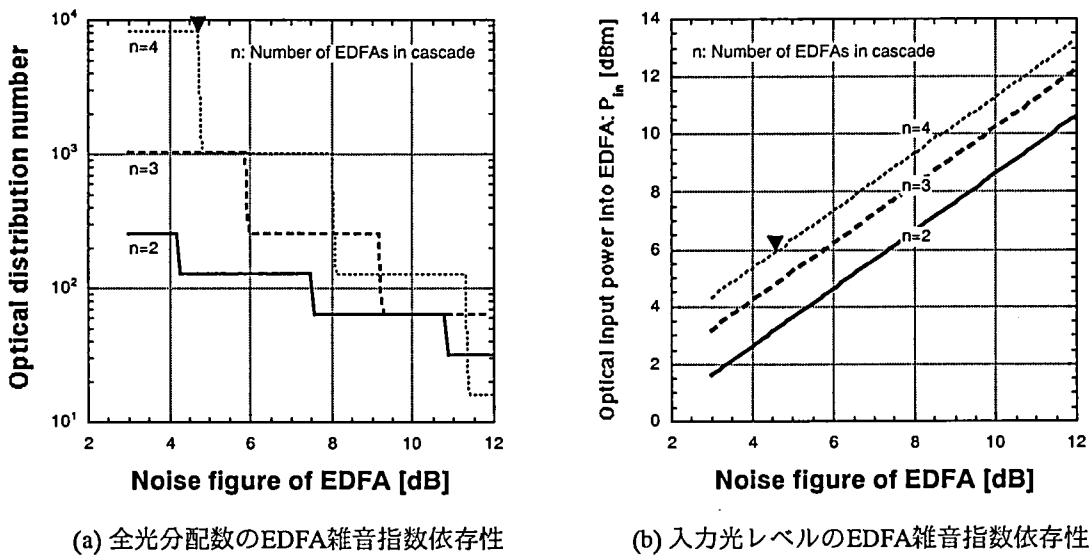


図2-6-2 低雑音化による光分配数拡大の検討（光受信器の入力換算雑音電流密度： $6\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ の場合）

次に、全光分配数のAMキャリア数依存性を検討する。即ち、AM信号のキャリア数を減らし、残されたキャリアに、より大きな光変調度を割り当てて最小受光レベルを低減すれば、最終段光分岐数を増大して、全光分配数を拡大できる。図2-6-3に、総合実効光変調度 $\mu=0.31$ を条件として、AM信号キャリア数 $N_{AM}$ に対するAM信号の光変調度 $m_{AM}$ の依存性を示す。さらに、本図の結果に基づいて、図2-6-4に、 $N_{AM}$ に対するEDFA縦続接続段数 $n$ 、最終段光分岐数 $Y_{brc}$ 、受信光信号のRIN、および最小受光レベル $P_r$ の依存特性を、それぞれ示す。

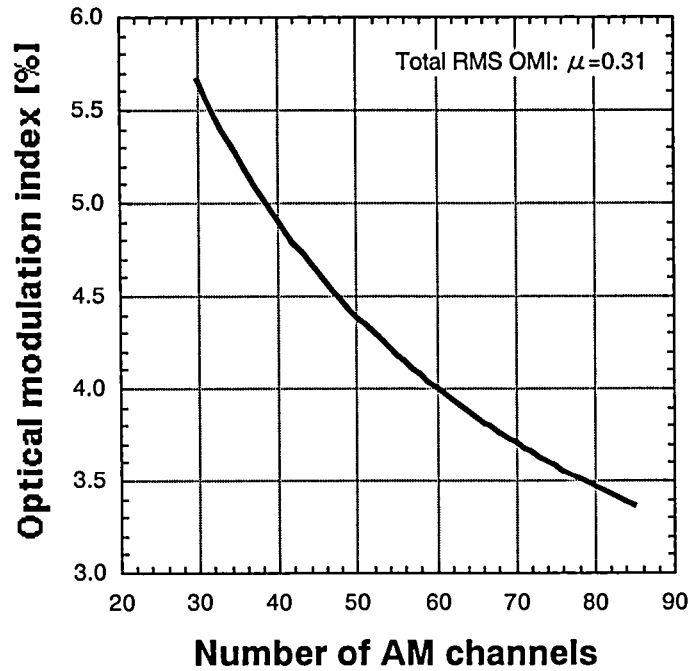
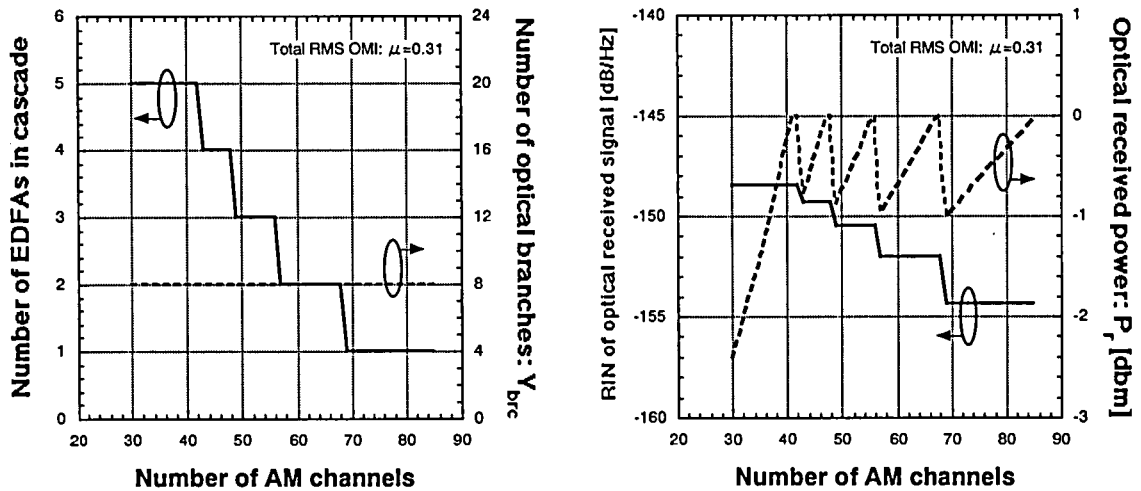


図2-6-3 AM信号・光変調度のキャリア数依存性（総合実効光変調度 $\mu=0.31$ ）



(a) EDFA縦続接続段数のAMキャリア数依存性 (b) 受信光信号RINと受光レベルのAMキャリア数依存性

図2-6-4 AMキャリア数削減による光分配数拡大の検討

以上の結果に基づいて、図2-6-5に、全光分配数 $N_{all}$ のAMキャリア数 $N_{AM}$ 依存性を示す。本図より、 $N_{AM}$ を42chまで減らすことにより、EDFAを5段接続する構成（最終段光分岐数 $Y_{brc}=16$ ，受信光信号RIN=-149.5dB/Hz，受光レベル $P_r=-0.1$ dBm）において、光デバイス等の雑音性能をそのままに、約8,000の光分配が実現できることが分かる。

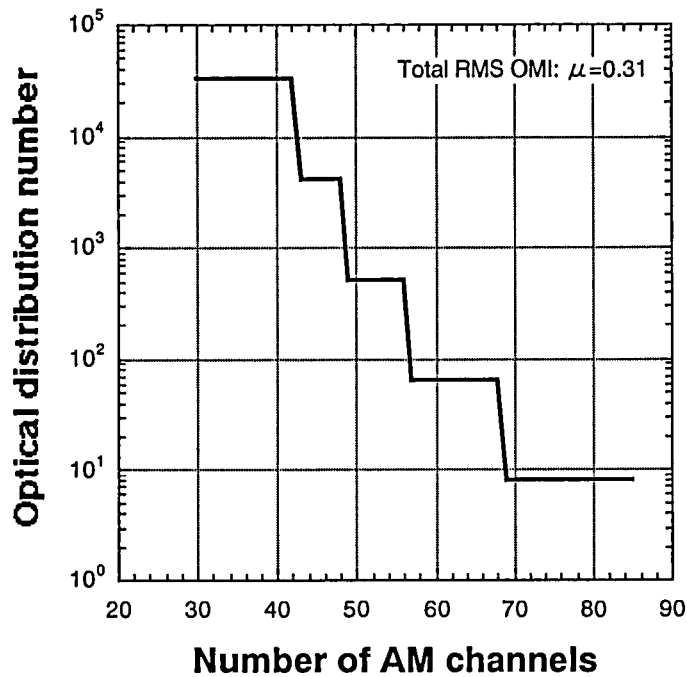


図2-6-5 全光分配数のAMキャリア数依存性

## 2.7 結言

AM信号と16QAM信号からなるハイブリッド信号を、EDFAによって光多分配するハイブリッドSCM光伝送分配方式を提案し、当該伝送性能を決定する主要パラメータとして、光変調度、EDFA縦続接続段数および入力光レベル、光信号波長を抽出し、各所要条件を明確化した。また、直接変調用半導体レーザとして低歪・低チャープの歪MQW構造のDFBレーザを新たに開発すると共に、EDFAの歪劣化メカニズムと無歪動作条件を明らかにした。

これらの検討結果に基づき、具体的構成として、AM信号60chと16QAM信号90キャリアからなる150chハイブリッド信号を、EDFAの2段縦続接続構成によって128光分配する光映像配信システムの設計、試作を行い、光信号波長：1561nm、EDFAへの入力光レベル：6dBm等の条件下において、CNR：51dB以上、CSO：-60dBc以下、CTB：-65dBc以下、BER： $10^{-6}$ 以下の伝送性能が達成できることを検証した。

以上の研究により、EDFAを用いた多チャンネル映像信号の光多分配方式およびシステムは、真に実用的なレベルに達したと言える。



## 第2章・参考文献

- [1] J.A.Chiddix, and D.M.Pangrac; "FIBER BACKBONE: A PROPOSAL FOR AN EVOLUTIONARY CATV NETWORK ARCHITECTURE," NCTA TECHNICAL PAPER, pp.73-82 (1988).
- [2] D.Raskin, S.Loder, and R.Oberloh; "AM OPTICAL BRIDGER NETWORKS FOR CATV," NCTA TECHNICAL PAPERS, pp.13-19 (1991).
- [3] K.Fujito; "ANALOG OPTICAL TRANSMISSION FOR CATV," Proceedings of IOOC-ECOC'91, pp.117-124 (1991).
- [4] 長野克之, 高橋靖, 高崎善孝, 田中満雄; 「半導体レーザを用いたVHF帯アナログ多重伝送の検討」, 電子通信学会技術研究報告 CS78-162 (1978).
- [5] K.Fujito, T.Uno, T.Ichida, and H.Serizawa; "Low-noise and Wideband Analog Optical Link using a DFB Laser Diode," Technical Digest of OFC'88, New Orleans, Jan. TH01 (1988).
- [6] 田辺学, 貝田邦尋, 中田裕章, 藤戸克行; 「64ch RF多重信号光伝送装置」, 電子通信学会技術報告書 OCS90-9, pp.49-54 (1990).
- [7] S.Yamane, N.Takenaka, M.Ishino, M.Tanabe, and Y.Matsui; "80ch-20km AM-FDM transmission characteristics using  $1.3\mu\text{m}$  wavelength multi-quantum well distributed feedback laser," Technical Digest of 4th Optoelectronics Conf. (OEC'92), p.90 (1992).
- [8] M.Kitamura, T.Sasaki, S.Takano, H.Yamada, H.Hasumi, and I.Mito; "Low-threshold, high power, single longitudinal-mode operation in  $1.5\mu\text{m}$  multi-quantum-well distributed-feedback laser diodes," Electron. Lett., Vol.24, pp.1424 (1988).
- [9] M.Ishino, K.Fujihara, N.Otsuka, N.Takenaka, T.Uno, and Y.Matsui; "High performance analog transmission characteristics of  $1.3\mu\text{m}$  wavelength multiquantum well distributed feedback laser," Technical Digest of Optical Fiber Communication Conference '91 Paper WG6, pp.93 (1991).
- [10] M.Kito, M.Ishino, N.Otsuka, N.Hosono, K.Fujihara, K.Fujito, and Y.Matsui; "Low distortion up to 2GHz in  $1.55\mu\text{m}$  multiquantum well distributed-feedback laser," Electron. Lett., Vol.28, pp.891 (1992).
- [11] 竹中直樹, 山根茂, 富士原潔, 石野正人, 宮脇剛, 田辺学, 藤戸克行, 松井康; 「80チャンネル-20km AM-FDM映像信号光伝送用 $1.3\mu\text{m}$ 帯MQW-DFBレーザモジュール」, National Technical Report Vol.39, No.4, pp.401-407 (1993).
- [12] 前田和貴, 内海邦昭, 藤戸克行; 「AM/16QAMハイブリッドSCM光伝送におけるQAM伝送特性の検討」, TV学会全国大会, pp.473-474 (1991).
- [13] 前田和貴, 石山直樹, 内海邦昭, 中田裕章, 藤戸克行; 「AM/16QAMハイブリッドSCM光伝送における16QAM伝送特性の検討」, 電子情報通信学会技術報告書 OCS92-7, pp.39-45 (1992).
- [14] K.Maeda, H.Nakata, and K.Fujito; "Analysis of BER of 16QAM signal in AM/16QAM hybrid optical transmission system," Electron. Lett., Vol.29, No.7, pp.640-642 (1993).
- [15] K.Hagimoto, K.Iwatsuki, M.Nakazawa, M.Saruwatari, K.Aida, K.Nakagawa, and M.Horiguchi; "210km Transmission at 1.8Gb/s in Direct Detection System by  $\text{Er}^{3+}$ -Doped Fiber Amplifier," Technical Digest of OFC'89, PD-15 (1989).
- [16] S.Shimada; "Impact of Erbium-doped Amplifiers on Optical Communication Systems," Optics&Photonics News, 1, 1, pp.6-12 (1990).
- [17] E.Yoneda, K.Suto, K.Kikushima, H.Yoshinaga, T.Kokubun, T.Hirota, and T.Ohira; "FIBER OPTIC VIDEO DISTRIBUTION SYSTEMS," MWE'91, pp.137-142 (1991).
- [18] 布施 優, 工藤義春, 前田和貴, 雄谷 順, 石野正人, 藤戸克行; 「150ch AM/QAMハイブリッド信号の128光分配システムの開発」, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J78-B-I, pp.553-562 (1995).
- [19] M.Fuse, Y.Kudo, K.Maeda, H.Nakata, and K.Fujito; "128 Optical Distribution System of 150ch AM/QAM Hybrid Signals," Proceedings of ECOC/IOOC'94, pp.45-48 (1994).
- [20] E.Yoneda, K.Kikushima, T.Tsuchiya, and K.Suto; "Erbium-doped fiber amplifier for video distribution networks,"

IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.8, No.7, pp.1249-1256 (1990).

[21] J.Ohya, H.Sato, and T.Fujita; "Second-order distortion generated by amplification of intensity-modulated signals with chirping in erbium-doped fiber," IEEE Photon.Technol. Lett., Vol.4, No.9, p.1000-1002 (1992).

[22] 大塚信之, 鬼頭雅弘, 石野正人, 工藤義春, 雄谷順, 松井康 ; 「低チャープ1.55 $\mu$ m帯MQW-DFBレーザの広帯域低変調歪化」, 1994年電子情報通信学会春季大会 C-338, p.338 (1994).

[23] J.Ohya, H.Sato, and T.Fujita; "Cancellation of second-order distortion of directly modulated laser in erbium-doped fiber amplifier," IEEE Photon. Technol. Lett., Vol.5, pp.414-416 (1993).

## 第3章 FM一括変換型光伝送方式

### 3.1 緒言

近年、光アクセス網を利用した多チャンネル映像の配信システムに関する提案が盛んに行われている。前章でも説明したように、多チャンネル映像信号の伝送には、既存放送／受信設備との互換性に優れたAM変調信号等をベースとしたSCM光伝送方式が広く用いられているが、同方式は、光伝送系に50dB以上の高いCNRを要求するため、光受信装置の受光レベルを大きくする必要がある。その結果、受信ダイナミックレンジが圧縮され、伝送距離や光分岐数に大きな制限を受ける等、その適用領域が限定されるという大きな欠点を有している。また、光ファイバ伝送路上の接続部や融着点等の不連続箇所が生じる多重反射に対する耐性も低いため、光コネクタや融着品質等を十分に管理したアナログ信号専用の伝送路が不可欠で、ISDN等の既設のデジタル通信用光伝送路の流用、共用化が困難である等、さらなる低コスト化への課題を残している。

”FM一括変換型光伝送方式”は、多チャンネル光映像配信に関するこのような課題を解決する極めて有力な手段である[1]～[12]。本方式は、多チャンネルのFDM信号を一括して1chの広帯域FM信号に変換した後、これを光強度変調信号として伝送／分配するもので、SCM光伝送方式と同様に、既存設備との互換性、接続性を維持しながら、広帯域FM利得により所要の受光レベルを低減し[8]、FM変調信号のスペクトル拡散性によって多重反射耐性を改善することができる[10]。このような特徴により、既に広範に敷設されているデジタル通信用光網への適用を可能とし、光映像配信システムの大幅な経済化を実現できる可能性を有している。また、AM/QAM等の異なる変調信号の混在伝送も可能である[4][6][12]等、極めて魅力的な特徴を有した方式と言える。

このように、優れた特徴を備えたFM一括変換型光伝送方式であるが、一方では、その独自の構成に起因した特有の要因や現象によって伝送特性が劣化し易いという側面も備えている。即ち、本方式で伝送するFM変調信号の周波数スペクトルは約6GHzの超広帯域に亘り、従来の狭帯域伝送方式では考えられない様々な現象を引き起こす。例えば、FM変調信号の伝搬中に生じる高調波等の不要波成分は、従来であれば、フィルタ等を用いてFM変調信号自身に影響を与えることなく容易に取り除くことができるが、本方式では、その広帯域性故に、不要波成分がFMスペクトル帯域内に発生し、除去することは実質的に不可能である場合が多い。このような不要波成分は、CNR特性、歪特性のいずれに対しても極めて複雑かつ多様な影響を及ぼすため、伝送パラメータの相互関係やトレードオフを考慮した最適化や対策を施さない限り、上述のような優位性を十分に発揮することができないという問題があった。

以上のような背景の下、著者は、FM一括変換型光伝送方式における伝送品質の劣化要因の抽出を行い、理論解析と実験評価により、それらの影響を明らかにすると共に、当該結果に基づいて各種パラメータの最適設計を行った。本研究は、本方式の伝送特性に関するトータルな見地からの唯一の検討であり、これを以て初めて実用的な設計、装置化が可能となったという点において、重要な意味を有するものである。

本章では、まず第3.2節においてFM一括変換型光伝送方式に基づく光映像伝送システムの構成と動作を説明した後、各光伝送パラメータ毎に、詳細な評価および解析結果と、それらに基づき構築したパラメータ設計手法について詳述する。即ち、第3.3節でCNR特性[13][14]、第3.4節で歪特性[15][16]、さらに第3.5節では伝送帯域幅[17]に関して、それぞれ説明を行う。また、本方式を適用したAM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド信号の光映像伝送システムの伝送特性の評価、検証結果等について、各節において適宜説明する。

### 3.2 構成

図3-2-1に、FM一括変換型光伝送方式に基づく光映像伝送システムの構成を、各部位における伝送信号のスペクトル模式図と共に示す。また、表3-2-1に同主要諸元を示す。FM変調器（FM modulator）では、DFBレーザ（FM-LD）を多チャンネルFDM信号（AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド信号）(a)で直接変調することにより、当該波長チャープを利用して光周波数変調信号を生成する。これを、局発光源（Local-LD）と自乗検波素子（pin-PD）を用いて光ヘテロダイン検波し、周波数変換（ビートダウン）することによって、広帯域のFM変調信号(b)を出力する。具体的には、FMレーザと局発光源の波長（光周波数）間隔を3GHzに調整し、AM/64QAMハイブリッド信号に対して、AM帯：95MHz/ch，64QAM帯：70MHz/キャリア，の周波数偏移を与えることによって、搬送波周波数 $f_c=3\text{GHz}$ を中心に約6GHzp-pに亘る超広スペクトルのFM変調信号を生成する。さらに、伝送用光源である $1.55\mu\text{m}$ 帯DFBレーザ（IM-LD）を直接変調することにより、光強度変調信号に変換し、光ファイバ伝送路へ送出する(c)。光ファイバ伝送路には、 $1.3\mu\text{m}$ 帯シングルモードファイバ（SMF：Single Mode Fiber）を使用し、波長分散の影響を抑えるため、SMF長さ相当の分散補償ファイバ（DCF：Dispersion Compensation Fiber）を、光送信器（OLT）内に挿入して備える。光受信器（ONU）では、受光素子としてアバランシェ・フォトダイオード（APD：Avalanche Photo-Diode）を用いて、受信した光強度変調信号を広帯域FM信号に再変換した後、これをFM復調器（FM demodulator）に入力する。

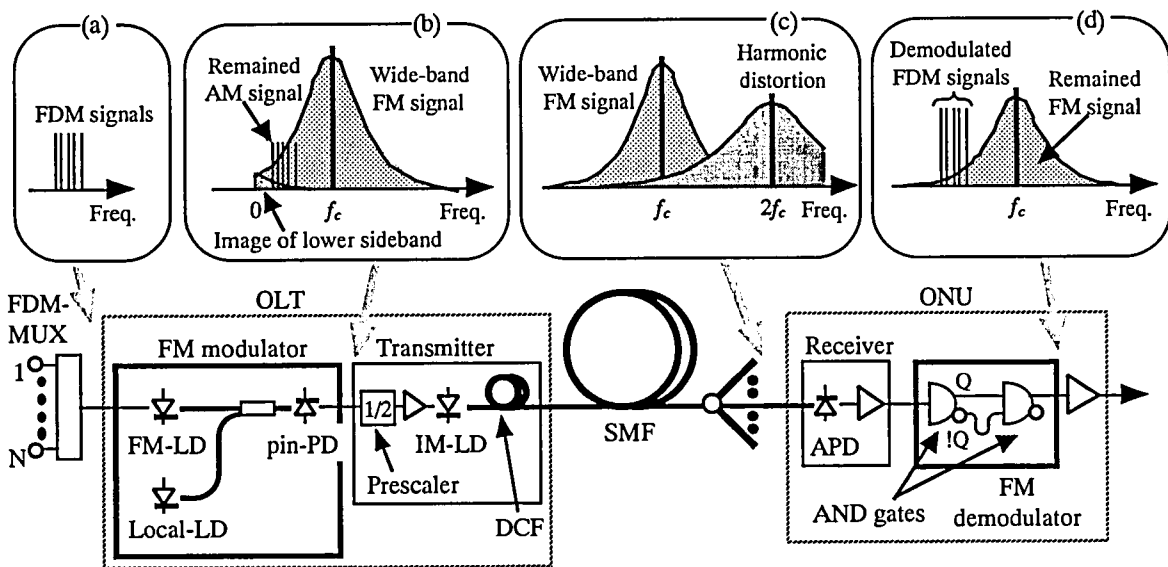


図3-2-1 FM一括変換型光映像伝送システム 構成

FM復調器は、論理（AND）ゲート素子を2段縦続接続した構成の遅延検波方式（パルスカウント型）を採用し、広帯域FM信号を多チャンネルFDM信号(d)に一括復調する。即ち、初段ゲートで入力信号を識別（パルス化）し、振幅変動成分を除去する。この初段ゲートからの2出力（Q，!Q）の内一方（!Q）に遅延量 $T_p$ を与えた後、後段ANDゲートにおいて両信号の積を生成することにより、入力信号の立ち上がり（または立ち下がり）タイミングで一定幅 $T_p$ のパルス列を出力する。このパルスの発生頻度は、入力信号の周波数変化に対応するため、これを低域濾波することによって、広帯域FM信号を一括復調して元の変調信号（多チャンネルFDM信号）を再生できる（第3.4節にて詳述）。論理ゲート素子として10Gbps級の高速デジタルデバイスを使用し、上記遅延量 $T_p$ を約80psecに設定することにより、5GHz以上に亘る広帯域のFM復調性能を得ている。

以上のように、多チャンネルFDM信号を一旦広帯域のFM変調信号に変換した上で光伝送を行い、伝送後

FM復調する構成により、FM利得によるCNR改善効果を利用して、-15dBmの小受光レベル条件においてもAM信号のCNRとして42dB以上の高性能を実現し、ベースバンドデジタル光伝送並みの受信ダイナミックレンジを確保する。また、光伝送信号のスペクトルピークレベルを抑圧して多重反射雑音を低減し、その耐性向上を図る。なお、本方式では、CSOに関して、AM帯キャリア相互間で生じる歪成分（CSO<sub>AM-AM</sub>）に加えて、AM帯と64QAM帯のキャリア間でも歪成分（CSO<sub>AM-QAM</sub>）が発生するため、各々に対して所要値を設定した。

表3-2-1 FM一括変換型光伝送システム 諸元

項目			数値等
光送信器 (OLT)	FM変調器	FM変調信号・ スペクトル線幅 ( $\Delta\nu_f$ )	120 kHz
	IM-LD	光強度変調度 ( $m_{opt}$ )	85 %
光受信器 (ONU)	受信光信号・RIN		-140 dB/Hz
	受光レベル ( $P_r$ )		-15～+1 dBm
	入力換算雑音電流密度 ( $I_n$ )		18 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
周波数配置	AM帯		90～350 MHz
	64QAM帯		590～770 MHz
所要CNR	AM帯		$\geq 42$ dB
	64QAM帯		$\geq 34$ dB
所要歪 (AM帯)	2次歪	CSO <sub>AM-AM</sub> (AM-AMキャリア間)	$\leq -55$ dB
		CSO <sub>AM-QAM</sub> (AM-QAMキャリア間)	$\leq -51$ dB
	3次歪	CTB	$\leq -54$ dB

本方式の主な技術的ポイントは、上述のように、高いFM利得を確保するため、RF変調方式として従来比100倍以上の超広帯域伝送を行う点にある。このため、当該帯域内の伝送路特性の影響を受け易く、所要の信号品質を確保するに当たって、極めて厳密な伝送路設計／管理が要求される。また、伝搬中に生じる不要波成分（高調波等）は、伝送信号と重複した周波数帯域内に発生し、FM復調信号品質に与える影響が無視できない。しかし、せいぜい十数MHz程度の帯域を扱う従来の（狭帯域）FM伝送方式では、このような不要波成分は、フィルタ等によって簡単に除去できるため、実質的な問題とならない場合が多く、その影響を考慮、検討した例は少ない。

以上のような特有の課題を解決するため、CNR特性、歪特性毎に劣化要因を抽出し、各々について理論および実験による解析を行い、その影響を明確化した。さらに、その結果に基づいて、光伝送パラメータに対する所要条件の明確化や、システムの性能配分仕様の設計を行った。これらの研究内容は、FM一括変換型光伝送方式に限定せず、広帯域アナログ伝送を実現する基本技術としても広く有効と言える。

### 3.3 CNR特性

前述のように、FM一括変換型光伝送方式では、チャンネル当たり100MHz弱もの周波数偏移量を与えることにより伝送特性を改善する一方で、特有の構成に起因して複数の劣化要因を内包し、それらの相互作用によって、当該CNR特性は複雑な振舞いを示す。

本節では、CNR特性の主な劣化要因として、不要波成分と広帯域FM信号との間で生じる干渉ビート雑音を中心に理論解析を行い、その影響を定量化し、各要因に対応する所要条件や対策を明らかにする。さらに、CNR設計手法を構築し、当該手法に基づき設計、試作した評価装置を用いて、その妥当性を検証する。

#### 3.3.1 基本特性

CNR劣化要因の検討に先立ち、FM伝送方式の基本的雑音要素として、FM変調信号の生成に用いられる信号源の発振不安定性に起因した位相雑音と、伝送路等で付加される強度雑音（白色雑音）について説明した後、それらの総和として、CNRの基本特性を定義する。

##### (1) 位相雑音

本方式において、FM変調器は、半導体レーザ（FMレーザ）の波長チャープを利用して光周波数変調信号の生成を行う。そのため、定常発振時の波長ゆらぎ（位相雑音、光スペクトル線幅）が、FM変調信号の位相雑音として、復調信号のCNR特性を劣化させる。

光ヘテロダイン検波器（pin-PD）から出力される光信号電流（FM変調信号）を、次式(3-3-1)で表す。

$$i(t) = I_0 \cos(2\pi f_c t + 2\pi \Delta F \int_0^t \cos 2\pi f_i t dt + \phi_n) \quad (3-3-1)$$

ここで、 $f_c$ は、FM変調信号の搬送波（中心）周波数[Hz]、 $f_i$ は、FDM信号（FM変調の元信号）のキャリア周波数（簡易的に、1chとして表現）[Hz]、 $\Delta F$ は、FDM信号のキャリアに対する周波数偏移量（1キャリア当たり）[Hz]である。また、 $\phi_n$ は、FMレーザと局発光源のスペクトル線幅の和で決まる位相雑音の項を示す。当該周波数変動 $\Delta f_n$ は、次式(3-3-2)に示すように $\phi_n$ の時間微分で表され、FM復調時に雑音成分となる。

$$\Delta f_n = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_n}{dt} \quad (3-3-2)$$

$\Delta f_n$ の電力スペクトル密度を $S_{f_n}$ とすると、周波数帯域幅 $B_n$ における $(\Delta f_n)^2$ の時間平均値 $\langle (\Delta f_n)^2 \rangle$ は、次式(3-3-3)で与えられる。

$$\langle (\Delta f_n)^2 \rangle = \int_{B_n} S_{f_n} df \quad (3-3-3)$$

$S_{f_n}$ が全周波数帯に亘って一定であれば、当該スペクトル分布はローレンツ形となり、 $S_{f_n}$ の大きさはスペクトル線幅で一意に決定される。即ち、FMレーザおよび局発光源の光スペクトル線幅を、それぞれ $\Delta v$ および $\Delta v_0$ とすると、総線幅 $\Delta v_t$ を用いて、FMレーザと局発光源の間で生じるビート成分のスペクトル分布 $g(f)$ は、次式(3-3-4)で表すことができる。

$$g(f) = \frac{A}{(f - f_c)^2 + \left(\frac{\Delta v_t}{2}\right)^2} \quad (3-3-4a)$$

$$\Delta v_t = \Delta v + \Delta v_0 \quad (3-3-4b)$$

この時、FM復調された信号レベル（ $Carrier_{phase}$ ）と雑音レベル（ $Noise_{phase}$ ）は、それぞれ次式(3-3-5)および(3-

3-6)で与えられる。即ち、位相雑音は、FMレーザと局発光源の総線幅 $\Delta\nu_l$ で決まり、FM復調後は、周波数に依存しない白色雑音となる。これにより、位相雑音で決まるCNR ( $CNR_{phase}$ ) は、次式(3-3-7)で表される[18]。なお、FDM信号のチャンネル当たり帯域幅を $B_{ch}$ とした。

$$Carrier_{phase} = \frac{1}{2} \Delta F^2 \quad (3-3-5)$$

$$\begin{aligned} Noise_{phase} &= \langle (\Delta f_n)^2 \rangle \\ &= \Delta\nu_l B_{ch} \end{aligned} \quad (3-3-6)$$

$$CNR_{phase} = \frac{\frac{1}{2} \Delta F^2}{\frac{1}{\pi} \Delta\nu_l B_{ch}} \quad (3-3-7)$$

上式(3-3-7)から分かるように、 $CNR_{phase}$ は、FM変調信号のスペクトル線幅 $\Delta\nu_l$ に逆比例する性質を有している。

## (2) 強度雑音

強度雑音で決まる本方式のCNR特性 ( $CNR_{opt}$ ) は、SCM光伝送方式の場合 (式(2-3-1)) と同様に、RIN ( $Noise_{RIN}$ )、ショット雑音 ( $Noise_{shot}$ )、熱雑音 ( $Noise_{thermal}$ ) の三要素により、次式(3-3-8)で表される。

$$CNR_{opt} = \frac{\frac{1}{2} (m_{opt} R P_r M)^2}{(Noise_{RIN} + Noise_{shot} + Noise_{thermal}) B_{FM}} \quad (3-3-8)$$

$$\begin{aligned} \text{但し, } Noise_{RIN} &= (R P_r M)^2 RIN && : \text{受信光信号の相対雑音強度} \\ Noise_{shot} &= 2e (R P_r + I_{d1}) M^{2+x} + 2e I_{d2} && : \text{光受信器のショット雑音} \\ Noise_{thermal} &= I_i^2 && : \text{光受信器の熱雑音} \end{aligned}$$

ここで、 $m_{opt}$ は、光送信器 (IM-LD) においてFM変調信号に与えられる光変調度、 $RIN$ は、受信光信号の相対雑音強度[1/Hz]、 $P_r$ は受光レベル[W]、 $I_i$ は、光受信器 (プリアンプ) の入力換算雑音電流密度[A/Hz]、 $B_{FM}$ は、FM変調信号の帯域幅[Hz]、 $R, M, x, I_{d1}, I_{d2}$ は、それぞれ受光素子 (APD) の光電気変換効率[A/W]、増倍率、増倍係数、暗電流の増倍率依存項[A]と無依存項[A]である。なお、FM変調器 (光ヘテロダイン検波系) におけるFMレーザおよび局発光源のRINは、光伝送路の雑音に比べて充分に小さいため無視した。

## (3) 基本CNR特性

本方式の基本CNRは、上述した2つの雑音要素(1), (2)の総和で定義できる。但し、上式(3-3-8)で与えられる  $CNR_{opt}$ は、FM伝送路のCNR ( $CNR_{FM}$ ) を表すため、FM復調時のCNRは、これを周波数微分して得られるSNR ( $SNR_{FM}$ ) に対応すると見なすことができる。即ち、復調されたFDM信号のCNRは、FM改善係数 $I_{FM}$ を用いて、次式(3-3-9)で与えられる。

$$\begin{aligned} SNR_{FM} &= I_{FM} CNR_{FM} \\ &= I_{FM} CNR_{opt} \end{aligned} \quad (3-3-9a)$$

$$I_{FM} = \frac{\Delta F^2 B_{FM}}{2f_i^2 B_{ch}} \quad (3-3-9b)$$

上式(3-3-9)が示すように、FM伝送時に付加された強度雑音 (白色雑音) は、FM復調時に三角雑音に変換され、特に高周波帯で大きな妨害となる。

さらに、FM変調器の位相雑音を加えて、本方式の基本CNR特性 ( $CNR_{ref}$ ) は、次式(3-3-10)のように記述

できる[2].

$$CNR_{ref} = (SNR_{FM}^{-1} + CNR_{phase}^{-1})^{-1} \cdot \frac{1}{2} \Delta F^2$$

$$= \frac{I_{FM}' (Noise_{RIN} + Noise_{shot} + Noise_{thermal}) B_{FM} + Noise_{phase}}{(m R P_r M)^2 B_{FM}} \quad (3-3-10a)$$

$$I_{FM}' = \frac{2f_i^2 B_{ch}}{(m R P_r M)^2 B_{FM}} \quad (3-3-10b)$$

図3-3-1に、上式(3-3-10)に基づく基本CNR特性の周波数偏移量依存性を示す。なお、各光伝送パラメータは、表3-2-1に準ずるものとした。本図より、周波数偏移量 $\Delta F$ として100MHz/ch程度を確保すれば、 $P_r = -15$ dBmの小受光レベル条件においても42dB以上の良好なCNR性能を確保できることが分かる。

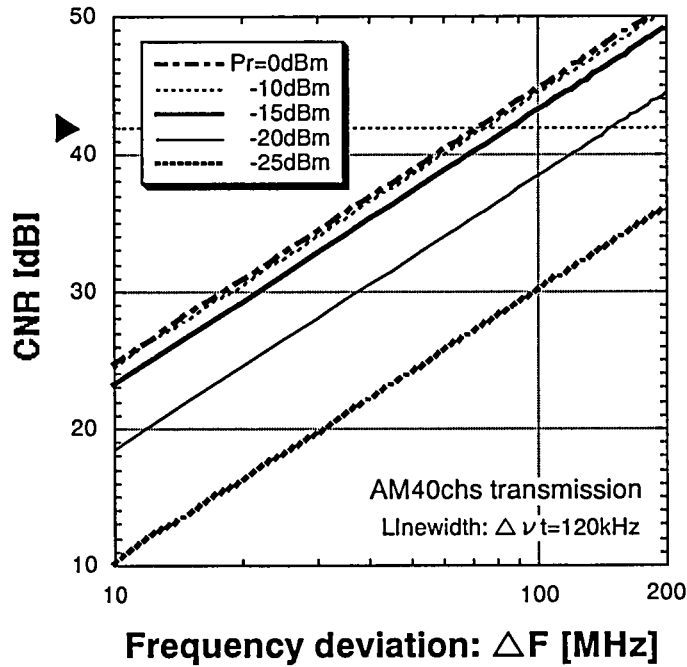


図3-3-1 基本CNR特性の周波数偏移量依存性

### 3.3.2 劣化要因[14][19]

前節で説明したように、本方式の基本CNR特性は、位相雑音と強度雑音で決定されるが、実際には、特有の構成に起因して、表3-3-1に示すような従来にない劣化要因を有する。即ち、本方式では、極めて広帯域のFM変調信号を伝送するため、不要波成分がFM変調信号自身の周波数スペクトルに重なって発生する可能性が高い上、容易に除去することが難しく、その影響を無視できない。このような不要波成分によるCNR劣化は、主にFM復調器内で生じ、その雑音発生メカニズムによって大きく3種に類別できる。”FM復調動作における干渉ビート雑音”は、不要波成分がFM復調器に入力することにより、復調動作の微分効果によってFM変調信号との間でビートを生じ、復調信号に対する雑音妨害となるもので、当該不要波として4つの成分が考えられる。”残留FM信号スペクトル”とは、FM復調器出力においてなお残留するFM変調信号成分の下側波帯が、復調信号帯域に割り込むことで生じるクロストーク妨害であり、特にQAM信号に対してバースト的な干渉を及ぼす。また、伝送路等におけるFM変調信号に対する”帯域制限”は、FM変調信号の高周波成分を抑圧し、FM復調器の識別動作に起因した強度雑音／位相雑音変換効果と組合わさることにより「三角雑音」を発生する。



本方式において所望のCNR性能を確保するためには、これらの劣化要因の特性を定量的に把握した上で、パラメータ設計を行うことが不可欠である。以下では、各要因による雑音発生原理を検討し、当該雑音量を定式化してCNRに及ぼす影響を理論的に明らかにすると共に、各要因から見た光伝送パラメータへの要求条件について考察する。なお、FM変調信号に対する帯域制限が及ぼす影響については、本節ではCNR設計に必要な最小限の検討に留め、さらなる厳密な評価および解析内容については、第3.5節で詳述する。

表3-3-1 CNR劣化要因

名称	原因	雑音の性質
FM復調動作における 干渉ビート雑音	FM復調器への不要波成分の混入 と復調動作の微分効果 (1) 下側波帯折り返し成分 (2) 残留AM成分 (3) 高調波成分 (4) レーザサイドモード	準ランダム (歪性)
残留FM信号スペクトル	FM復調動作	バースト
FM変調信号に対する 帯域制限	FM伝送路および FM復調器の帯域不足	ランダム (三角雑音)

### 3.3.2.1 FM復調動作における干渉ビート雑音

図3-3-2に示すように、FM復調器への入力信号として、本来の復調すべきFM変調信号以外の不要な信号成分（干渉信号：Interference signal）が混入すると、FM復調動作の微分効果によって両信号が干渉を起こし、ビート雑音（Beat noise）[20]を発生する。本方式において、希望信号であるFM変調信号は、約5GHzp-pに亘る極めて広帯域の周波数スペクトルを有するため、たとえ干渉信号が単一周波数や狭スペクトルの信号であつても、両信号間のビート成分は広帯域に拡がり、復調帯域における雑音妨害となる。

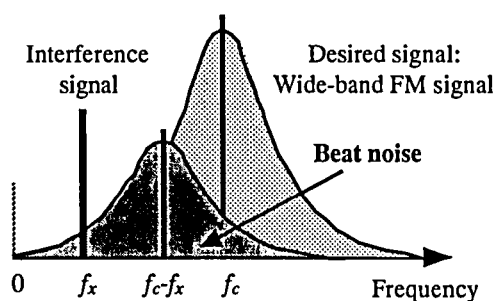


図3-3-2 FM復調器における干渉ビート雑音の発生

希望信号および干渉信号を、次式(3-3-11)および(3-3-12)のようにベクトル表現する。

$$\cdot \text{希望信号} : A \exp(j \theta_A) \quad (3-3-11)$$

$$\cdot \text{干渉信号} : B \exp(j \theta_B) \quad (3-3-12)$$

ここに、 $A, B, \theta_A, \theta_B$  はそれぞれ時間関数である。干渉信号は希望信号よりかなり小さい場合が多いため、 $A \gg B$  と仮定する。FM復調器に入力する両信号の合成波は、次式(3-3-13)となる。

$$A_R \exp(j \theta) = A \exp(j \theta_A) + B \exp(j \theta_B) \quad (3-3-13)$$

従って、合成波の位相  $\phi$  は、次式(3-3-14)のように表される。

$$\begin{aligned}
\phi &= \text{Im}[\log\{A_R \exp(j\theta)\}] \\
&= \text{Im}[\log\{A \exp(j\theta_A) + B \exp(j\theta_B)\}] \\
&= \theta_A - \text{Im}\left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-B/A)^n}{n} \exp\{jn(\theta_B - \theta_A)\}\right] \\
&= \theta_A - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-B/A)^n}{n} \sin\{n(\theta_B - \theta_A)\}
\end{aligned} \tag{3-3-14}$$

上式(3-3-14)で表される位相情報を有した合成波をFM復調すると、第1項が希望出力（本来のFM復調成分）、第2項以降が干渉雑音となる。上式(3-3-14)を、次式(3-3-15)のように書き改めると、FM復調により、希望信号の位相情報だけでなく、両信号の側波帯（スペクトル成分）間のすべての組み合わせによるビート成分が生じることが分かる。

$$\phi = 2\pi f_c t + \lambda_A(t) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-B/A)^n}{n} \sin[n\{2\pi f_0 t + \lambda_B(t) - \lambda_A(t)\}] \tag{3-3-15}$$

ここで、 $f_0$ は、FM搬送波周波数 $f_c$ と干渉信号周波数 $f_x$ との差周波数（ $f_c - f_x$ ）、 $\lambda_A(t)$ 、 $\lambda_B(t)$ は、それぞれ位相 $\theta_A$ 、 $\theta_B$ の変調成分である。上式(3-3-14)において、 $\Sigma$ で表現されるビート成分の第2項以降（ $n \geq 2$ ）は、第1項（ $n=1$ ）に比べて充分小さいと考えられるため、第1項（ $n=1$ ）のみを抽出して、ビート成分の位相情報の瞬時値 $N_p(t)$ を、次式(3-3-16)で表す。

$$\begin{aligned}
N_p(t) &= \frac{B}{A} \sin(\theta_B - \theta_A) \\
&= \text{Im}\{B \exp(j\theta_B) \cdot \frac{1}{A} \exp(-j\theta_A)\}
\end{aligned} \tag{3-3-16}$$

FM復調後に得られる干渉ビート雑音 $N_f(t)$ は、この位相情報をさらに微分して、次式(3-3-17)で表現できる。

$$\begin{aligned}
N_f(t) &= \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left\{ \frac{B}{A} \sin(\theta_B - \theta_A) \right\} \\
&= \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \text{Im}\{B \exp(j\theta_B) \cdot \frac{1}{A} \exp(-j\theta_A)\}
\end{aligned} \tag{3-3-17}$$

実際には、希望信号、干渉信号共に、変調されている（単一正弦波による線スペクトルで表されない）場合が多い。そこで、上式(3-3-11)、(3-3-12)を、時間 $0 \leq t \leq T$ においてフーリエ級数で表現し、次式(3-3-18)および(3-3-19)のように表す。

$$A \exp(j\theta_A) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \exp(jn\xi t - j\theta_n) \tag{3-3-18}$$

$$B \exp(j\theta_B) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_m \exp(jm\xi t - j\psi_m) \tag{3-3-19}$$

$$\text{但し、} \quad \xi = 2\pi \Delta f = 2\pi/T$$

ここで、一般的に $\theta_n$ 、 $\psi_m$ はランダム位相角である。また、両信号の電力スペクトル密度 $\omega_A(f)$ 、 $\omega_B(f)$ を、次式(3-3-20)、(3-3-21)のように定義する。

$$\frac{1}{2} A_n^2 = \omega_A(f_n) \Delta f \tag{3-3-20}$$

$$\frac{1}{2} B_m^2 = \omega_B(f_m) \Delta f \tag{3-3-21}$$

$$\text{但し、} \quad f_n = n \cdot \Delta f, \quad f_m = m \cdot \Delta f$$

式(3-3-18)を、次式(3-3-22)のように変形した後、

$$\frac{1}{A} \exp(-j\theta_A) = \frac{1}{A^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \exp(-jn\xi t + j\theta_n) \tag{3-3-22}$$

式(3-3-19)と共に、式(3-3-16)に代入する。

$$\begin{aligned}
N_p(t) &= \frac{1}{A^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_n B_m \sin\{(m-n) \xi t + \theta_n - \psi_m\} \\
&= \frac{1}{A^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n B_{n+k} \sin(k \xi t + \theta_n - \psi_{n+k})
\end{aligned} \tag{3-3-23}$$

ここで、干渉ビート雑音の電力スペクトル密度 $N_f(f)$ において、周波数成分 $f_k = k \Delta f$ にのみ着目すると、次式(3-3-24)が導出できる。

$$\begin{aligned}
\omega_{PM}(f_k) \Delta f &= \frac{1}{2A^4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n^2 B_{n+k}^2 \\
&= \frac{2\Delta f}{A^4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \omega_A(f_n) \omega_B(f_{n+k}) \Delta f
\end{aligned} \tag{3-3-24}$$

上式(3-3-24)に倣って、周波数 $f$ に生じる干渉ビート雑音の大きさ、即ち電力スペクトル密度は、次式(3-3-25)のように表現することができる。

$$\omega_{FM}(f) = \frac{2f^2}{A^4} \int_{-\infty}^{\infty} \omega_A(x) \omega_B(x+f) dx \tag{3-3-25}$$

上式(3-3-25)は、FM変調信号、干渉信号の周波数スペクトルの間で、差周波数が復調帯域の周波数 $f$ になるようなスペクトル成分の全ての組み合わせについて、その積の総和をとることを意味している。

ところで、本方式では、多チャンネルFDM信号を100MHz/ch前後の大きな周波数偏移量で広帯域FM変調するため、FM変調信号のスペクトル形状はほぼガウス分布をなすと考えて良い。即ち、広帯域FM信号の電力スペクトル密度 $\omega_A(f)$ は、次式(3-3-26)で表現できる。

$$\omega_A(f) = \frac{A^2}{2} \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(f-f_c)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (\text{但し, } f \geq 0) \tag{3-3-26}$$

ここで、 $\sigma$ は、FM変調信号のスペクトル拡がりを示す分散値で、例えば、キャリア数 $N$ のFDM信号を、1キャリア当たり $\Delta F$ の周波数偏移量でFM変調した場合、次式(3-3-27)で定義できる。

$$\sigma = \Delta F \sqrt{\frac{N}{2}} \tag{3-3-27}$$

従って、干渉信号の電力スペクトル密度 $\omega_B(f)$ を与えれば、上式(3-3-25)より干渉ビート雑音の大きさを算出し、復調FDM信号のキャリアレベル ( $0.5 \Delta F^2$ ) との比として、干渉信号で決まるCNRを算出することができる。

以下に、干渉信号として考えられる4つの成分：(a)下側波帯折り返し成分、(b)残留AM成分、(c)高調波成分、(d)レーザ・サイドモード、による各CNR劣化特性を、理論的に明らかにする。

#### (1) 下側波帯折り返し成分[21]

上述したように、広帯域FM信号は、その周波数スペクトルがガウス状に拡がるため、下側波帯成分の「すそ」部分がDC（直流）を下回る場合がある。この負周波数成分は、図3-3-3に示すように、折り返されて広帯域FM信号自身に重なる不要波成分となり、広帯域FM信号との間でビート成分を発生する。このような干渉信号としての”下側波帯折り返し成分”は、次式(3-3-28)で表すことができる。

$$\omega_B(f) = \frac{A^2}{2} \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(f+f_c)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (f \geq 0) \tag{3-3-28}$$

上式(3-3-28)を、式(3-3-25)に代入することにより、干渉ビート雑音の電力スペクトル密度を算出できる。

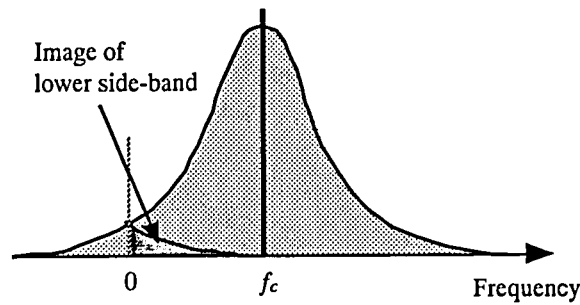


図3-3-3 広帯域FM信号の下側波帯折り返し成分

図3-3-4に、下側波帯折り返し成分によるCNR劣化特性の理論値 ( $CNR_{img}$ ) を、広帯域FM信号の搬送波周波数  $f_c$  をパラメータとして示す。なお、図中には、FM変調器の位相雑音および光伝送路の強度雑音で決まる基本CNR特性 ( $CNR_{phase}$  および  $CNR_{opt}$ ) を併記した (広帯域FM信号のスペクトル線幅  $\Delta\nu_t=120\text{kHz}$ 、受光レベル  $P_r=-15\text{dBm}$ )。本図より、周波数偏移量  $\Delta F$  の増大に伴って、基本CNR特性が改善される一方で、 $CNR_{img}$  による劣化が顕在化することが分かる。このため、例えば  $\Delta F \sim 100\text{MHz/ch}$  の条件下において、 $CNR_{phase}$  および  $CNR_{opt}$  に対して、下側波帯折り返し成分によるCNR劣化を充分抑圧するためには、 $f_c$  を約  $2\text{GHz}$  以上に設定する必要があることが分かる。

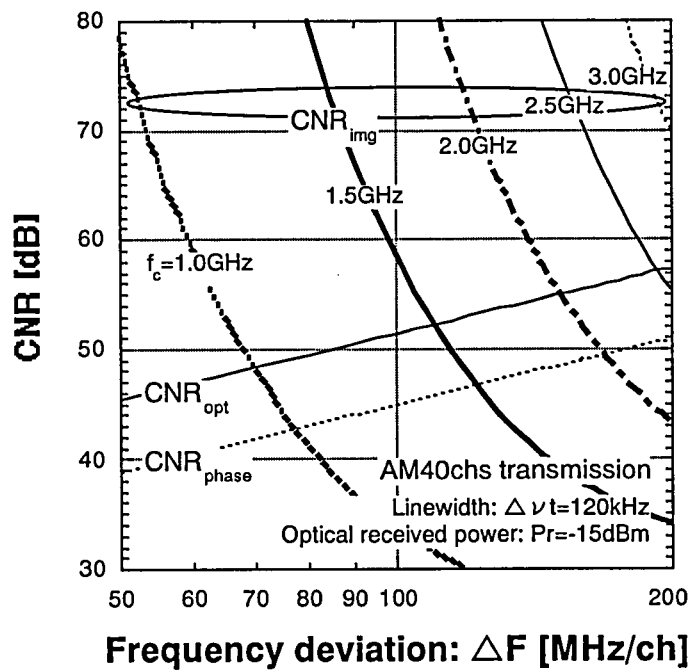


図3-3-4 下側波帯折り返し成分によるCNR劣化特性

## (2) 残留AM成分

光ヘテロダイン方式に基づくFM変調器は、半導体レーザを直接変調する構成に起因して、その出力光に光強度変調成分を含んでいる。この光強度変調成分は、FM変調の立場からは不要な成分であり、光ヘテロダイン検波器によって自乗検波されることでIM-DD成分（Intensity Modulation - Direct Detection：光強度変調・自乗検波成分）に変換され、図3-3-5に示すように、広帯域FM信号の下側波帯に重畳された干渉信号となる[8]。このような干渉信号を”残留AM成分（Remained AM factor）”と呼び、当該電力スペクトル密度を、次式(3-3-29)のように簡略化して表す。

$$\begin{aligned} \omega_B(f) &= R_{AM} & (f_{ch1} \leq f \leq f_{chL}) \\ &= 0 & (f < f_{ch1}, f > f_{chL}) \end{aligned} \quad (3-3-29)$$

ここで、 $f_{ch1}$ は、FDM信号の第1チャンネルのキャリア周波数[Hz]、 $f_{chL}$ は、同最終チャンネルのキャリア周波数[Hz]である。

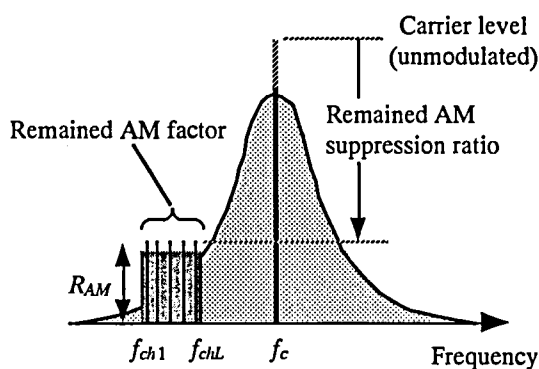


図3-3-5 残留AM成分

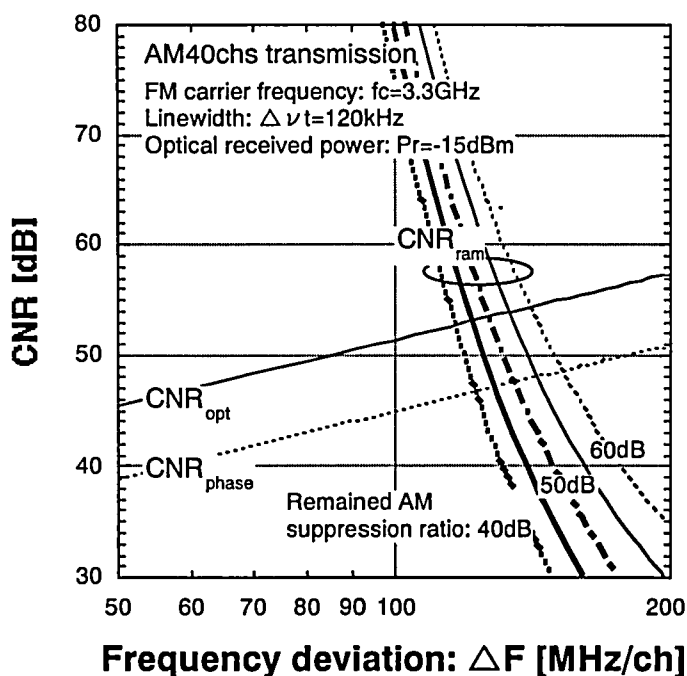


図3-3-6 残留AM成分によるCNR劣化特性

図3-3-6に、残留AM成分によるCNR劣化特性の理論値 ( $CNR_{ram}$ ) を示す。ここで、” 残留AM抑圧比：Remained AM suppression ratio” は、広帯域FM信号に対する残留AM成分の相対レベル（広帯域FM信号の無変調時搬送波レベルを基準）を表すパラメータである（図3-3-5参照）。本図において、下側波帯折り返し成分の場合（図3-3-4）と同様に、周波数偏移量  $\Delta F$  の増大と共に、 $CNR_{ram}$  が急激に劣化する傾向が見られる。また、 $CNR_{ram}$  は残留AM比に強く依存し、例えば  $\Delta F \sim 100\text{MHz/ch}$  の条件では、残留AM抑圧比を約50dB以上確保する必要があることが分かる。

残留AM抑圧比の具体的な改善方法としては、波長チャープ効率の高いFMレーザの採用や、図3-3-7に示すような残留AM抑圧用のレーザを新たに付加する構成等が考えられる。図3-3-8に、残留AM抑圧用レーザを付加したFM変調器からの出力信号の周波数スペクトル観測例を示す。本図(b)において、残留AM成分が、ほぼ理想的に低減されていることが分かる。

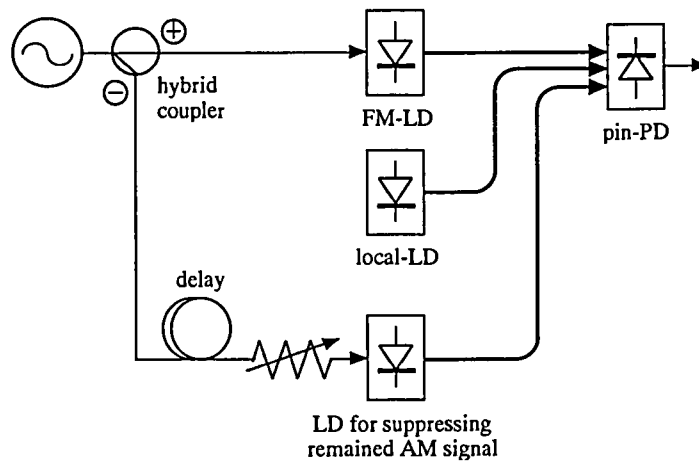


図3-3-7 残留AM抑圧用レーザを付加したFM変調器 構成

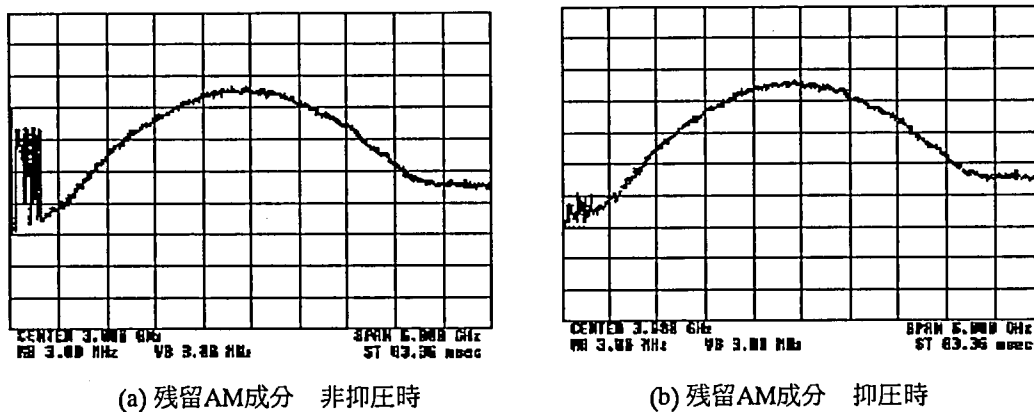


図3-3-8 FM変調器からの出力信号の周波数スペクトル 観測例

なお、評価装置では、図3-3-9に示すような、2つのFMレーザを用いた「プッシュプル型」のFM変調器を採用した。即ち、無変調光を出力する局発光源に代えて第2のFMレーザ（FM-LD#2）を備え、変調信号（多チャンネルFDM信号）を互いに位相の反転した2系統に分岐して、各FMレーザにそれぞれ入力する構成である。本構成では、両FMレーザの光強度変調成分に起因した残留AM成分が、光ヘテロダイン検波器出力において互いに逆相関係となるため相互に打ち消し合い、これを抑圧することができる。また、従来構成に比べて2倍の周波数偏移量を確保できる等の特徴を備えている。但し、両レーザ共に、直接変調可能な半導体レーザを用いなければならないため、狭線幅の外部共振器レーザ等を適用できず、広帯域FM信号の位相雑音が増大する。これに対応するため、FM変調器出力に分周器（Prescaler）を接続し、当該位相雑音を低減する構成

としている。

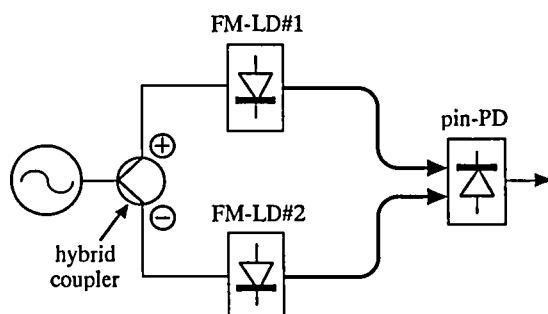


図3-3-9 プッシュプル型FM変調器 構成

### (3) 高調波成分[21]

広帯域FM信号は、その伝搬過程において、伝送媒体の非線形性により高調波を発生する。 $n$ 次高調波成分は、本来の広帯域FM信号（高調波に対して”基本波”と呼称する）の $n$ 倍の広スペクトルを有するため、基本波に対する干渉信号となる可能性が高い。光ファイバ伝送路で発生する高調波は、主に2次の歪（2HD）であり、そのスペクトル形状は、次式(3-3-30)に示すように、基本波同様のガウス分布をなし、かつ2倍の周波数偏移量（分散値）を有する。

$$\omega_B(f) = \frac{B^2}{2} \frac{1}{2\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(f+2f_c)^2}{2(2\sigma)^2}\right\} \quad (f \geq 0) \quad (3-3-30)$$

図3-3-10に、2HDによるCNR劣化特性の理論値（ $CNR_{2hd}$ ）を示す。本図より、2HDがCNR特性に与える影響は大きく、当該レベルを少なくとも-25~-30dBc以下に抑圧する必要があることが分かる。

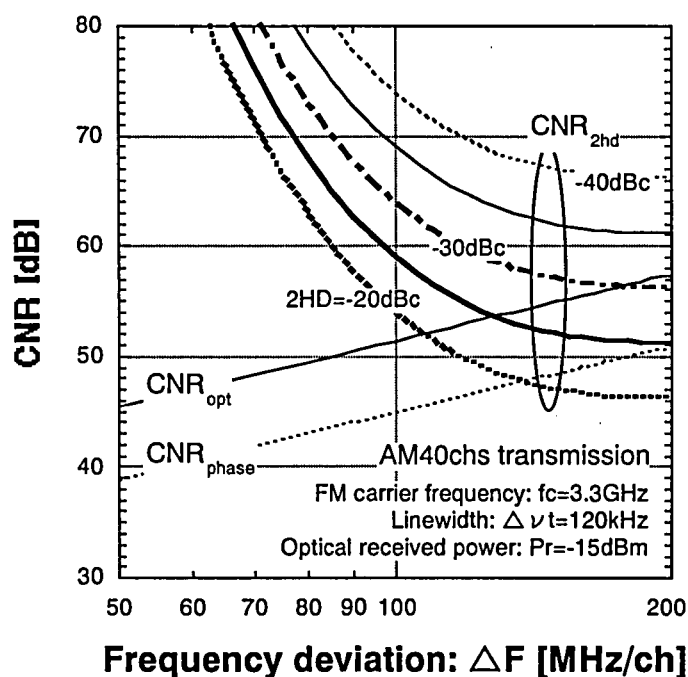


図3-3-10 2次高調波成分によるCNR劣化特性

#### (4) レーザ・サイドモード

FM変調器で使用する光ヘテロダイン用レーザ（FMレーザおよび局発光源）は、共に単一モード（基本モード）でのみ発振することが理想的であるが、実際には、その構造等に起因して、基本モード以外の副モード（サイドモード）が発生する場合がある。サイドモードが大きい場合、他方のレーザの基本モードとの間でもビート成分が発生し、広帯域FM信号（基本モード・基本モード間ビート成分に相当）に対する不要波成分となる。例えば、外部共振器型レーザは、DFBレーザ等と比較してスペクトル線幅が狭く位相雑音の点で有利である反面、一般に単一モード発振性に劣り、発振モード間隔も狭い（通常2～3GHz前後）。このため、局発光源として使用した場合には、当該サイドモードとFMレーザの基本モードとの間のビート成分が、広帯域FM信号の帯域内に生じる可能性が高い。このようなビート成分は、広帯域FM信号と相似の周波数スペクトルを有し、次式(3-3-31)で表される。

$$\omega_B(f) = \frac{B^2}{2} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(f-f_c)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (3-3-31)$$

図3-3-11に、レーザのサイドモード抑圧比（SMSR：Side Mode Suppression Ratio、基本モードを基準としたサイドモードの相対レベル）をパラメータとして、サイドモード・基本モード間ビート成分によるCNR劣化特性の理論値（ $CNR_{smb}$ ）を示す。本図において、例えば周波数偏移量 $\Delta F \sim 100\text{MHz/ch}$ の条件においては、SMSRを-25～-30dB以下に抑圧する必要があることが分かる。より具体的には、光ヘテロダイン用レーザとして、周囲環境に依存してSMSRが劣化し易い傾向にある外部共振器型レーザは、安定性の面から好ましくなく、DFBレーザ（一般に、 $SMSR \leq -30\text{dB}$ ）がより望ましいと言える。

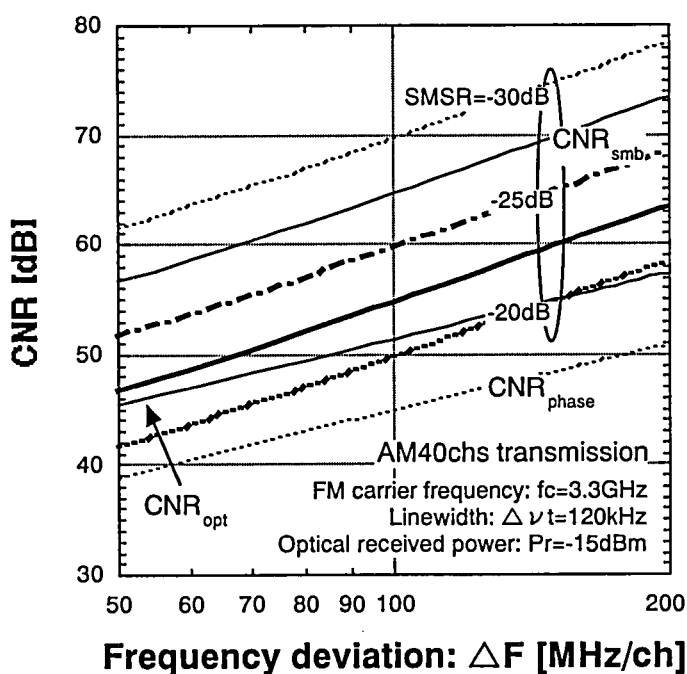


図3-3-11 レーザ・サイドモードによるCNR劣化特性

#### 3.3.2.2 残留FM信号スペクトル[21]

前述したように、本方式では、FM復調器としてパルスカウント型の遅延検波方式を用いている。同構成のFM復調器は、FM変調信号の立ち上がり（または立ち下がり）タイミングにおいて微分パルスを生成し、これを積分（低域濾波）することによって復調信号を再生するが、前述の式(3-3-14)からも分かるように、復調



後においても入力したFM変調信号に準じた成分（以下，“残留FM信号（Remained FM signal）”と呼称する）が残留する性質を本質的に有している[22]。残留FM信号は，図3-3-12に示すように，FM復調器出力において，本来のFM変調信号と同様の広帯域なスペクトルを有し，復調信号に対するクロストーク妨害となる。

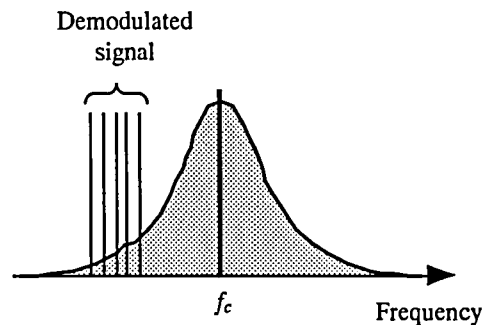


図3-3-12 残留FM信号スペクトル（FM復調器出力）

図3-3-13に，(a)FM復調器入力信号（広帯域FM信号）と，(b)FM復調器出力信号（復調されたFDM信号+残留FM信号）の各周波数スペクトルの観測例を示す。このような残留FM信号スペクトルの形状 $Z(f)$ は，FM復調器に入力される広帯域FM信号の電力スペクトル密度 $\omega_A(f) = P(f)$ （ガウス分布）と，FM復調器の入出力伝達関数 $D(f)$ の積： $Z(f) = P(f) D(f)$ として，容易に求めることができる。

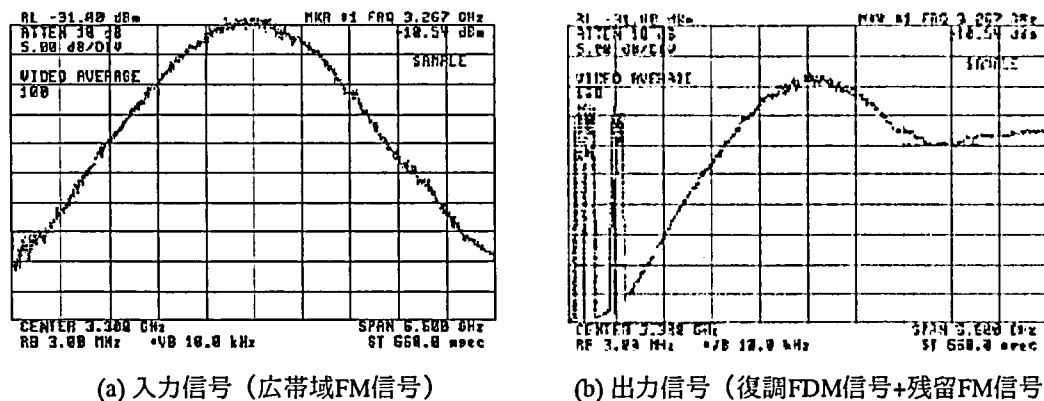


図3-3-13 FM復調器・入出力信号の周波数スペクトル 観測例

図3-3-14には，FM復調器・透過損失の周波数依存性の測定結果（○印）と，その理論値として，パルス幅：80psec（固定）のパルス周波数変調信号の基本波成分の周波数特性をFFTにより算出し併記する（実線）。この結果を多項式近似することによって，FM復調器の伝達関数 $D(f)$ を，例えば，次式(3-3-32)のように表すことができる。

$$D(f) = 5.45 + 24.4f - 8.77f^2 + 1.61f^3 - 0.143f^4 + 0.00480f^5 \quad (3-3-32)$$

図3-3-15に，残留FM信号スペクトルによるCNR劣化特性の理論値（ $CNR_{fm}$ ）を示す。本図より，特に周波数偏移量の大きい条件では，残留FM信号スペクトルの影響に留意して光伝送パラメータを設計する必要があることが分かる。

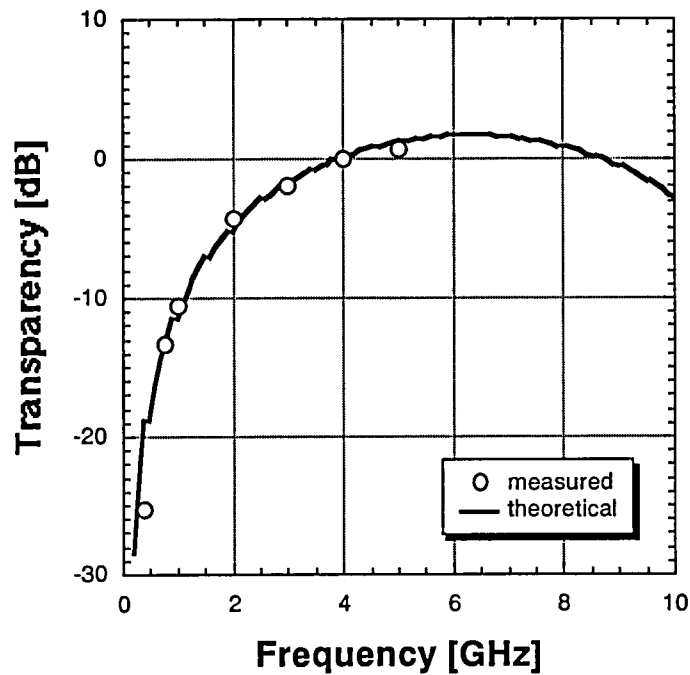


図3-3-14 FM復調器・透過損失の周波数依存性

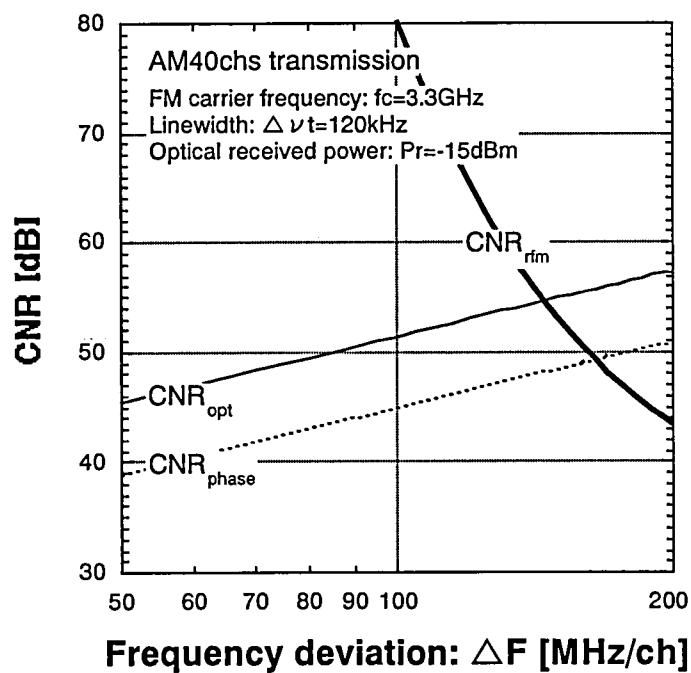


図3-3-15 残留FM信号スペクトルによるCNR劣化特性

### 3.3.2.3 FM変調信号の帯域制限

第3.5節において詳述するように、FM復調器は、初段ゲートの識別動作に起因して、入力信号の有する強度雑音を位相雑音に変換し、特に入力信号振幅が小さい場合には、当該位相雑音を増大させる性質を有している[10]。そのため、伝送路等において広帯域FM信号に対する帯域が制限され、高周波偏移時の振幅が瞬時的に抑圧されると、位相雑音が増大してCNR特性を劣化させると考えられる。従って、所望のCNR性能を得

るためには、広帯域FM信号に対する必要十分な帯域幅の確保が必要である。

FM変調信号に対する帯域幅 $B_{FM}$ は、「駒井・カーソン則」によって次式(3-3-33)のように簡易的に与えられることが知られている[23]。

$$B_{FM} = 2(p \Delta F \sqrt{N} + f_{\max}) \quad (3-3-33)$$

ここで、 $f_{\max}$ は、FDM信号（FM変調の元信号）の最高周波数[Hz]である。また、 $p$ は、FDM信号の瞬時的な最大振幅（ピーク電力）と平均的な振幅（平均電力）の比を表すパラメータ「ピークファクタ」で、通常3～4の値が与えられる。上式(3-3-33)を用いて、例えばAM40ch変調時（周波数偏移量 $\Delta F=120\text{MHz/ch}$ ）には、約5.8GHz（ピークファクタ $p=3.3$ と仮定）以上の帯域幅を確保する必要があることが分かる。なお、広帯域FM信号に対する帯域制限による伝送品質劣化に関しては、第3.5節においてより厳密に解析、評価する。

### 3.3.3 理論および検証

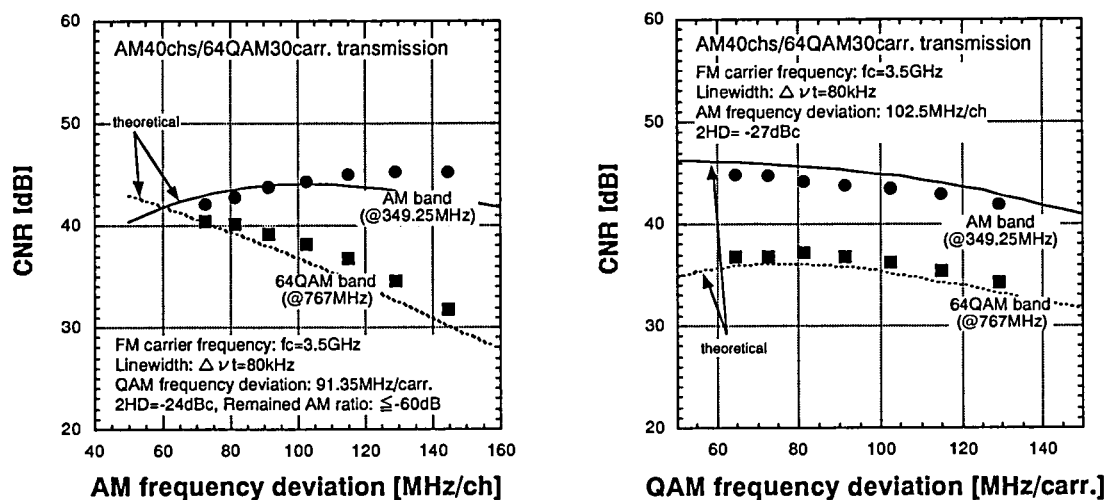
前節の検討から分かるように、不要波成分によるCNR劣化は、周波数偏移量の上昇に伴い顕在化する傾向にあるが、FM搬送波周波数 $f_c$ を高周波化することによってこれを改善できる場合が多い。評価装置では、この結果に基づいて、 $f_c$ を2.0GHz以上に設定すると共に、プッシュプル型FM変調器を採用して残留AM成分を抑圧し、当該FMレーザとしてDFBレーザを用いて良好なSMSR（ $\leq -30\text{dB}$ ）を確保することを前提とした。また、約10GHzの帯域を有するデバイスでFM伝送路を構成すると共に、FM復調器として充分広い動作帯域（ $\sim 6\text{GHz}$ ）を実現することによって、帯域制限によるCNR劣化を可能な限り抑圧する構成とした。これらの構成、設定により、下側波帯折り返し成分、残留AM成分、およびレーザ・サイドモードによる各干渉ビート雑音と、広帯域FM信号に対する帯域制限の影響を充分低減し、CNR設計に際して、以下の項目のみを考慮する。

- ・ CNR基本要素
  - a) FM変調器・位相雑音
  - b) 光伝送路・強度雑音
- ・ CNR劣化要因
  - a) 高調波成分（2HD）
  - b) 残留FM信号スペクトル

上記CNR項目の総和として、本方式のCNR特性を次式(3-3-34)のように定義する。

$$CNR_{\text{total}}^{-1} = CNR_{\text{phase}}^{-1} + CNR_{\text{opt}}^{-1} + CNR_{\text{2hd}}^{-1} + CNR_{\text{rfm}}^{-1} \quad (3-3-34)$$

上式(3-3-34)で与えられるCNR理論を検証するため、CNR特性の測定を行った。図3-3-16に、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド信号をFM変復調した場合のCNR特性（測定値および理論値）を示す。図(a)は、AM信号に対する周波数偏移量 $\Delta F_{AM}$ 一定の条件下における、64QAM信号の周波数偏移量 $\Delta F_{QAM}$ に対するAM信号および64QAM信号のCNR特性、図(b)は、 $\Delta F_{QAM}$ 一定下における、 $\Delta F_{AM}$ に対する各CNR特性である。本図(a)から分かるように、 $\Delta F_{AM}$ を上昇させると、64QAM信号のCNRは劣化し、AM信号のCNRは一旦改善するものの、やがて劣化に転じる。また、本図(b)においても、 $\Delta F_{QAM}$ の増大に伴って、AM信号のCNRは劣化し、64QAM信号自身のCNRも必ずしも改善されないといった、従来方式では見られない特有の傾向を示すことが分かる。このように、ハイブリッド信号をFM一括変換型光伝送方式を用いて伝送する場合、互いの周波数偏移量条件が互いのCNR特性に影響を与えるため、各信号に対する所望のCNR性能を同時に満足させるには、周波数偏移量を適切に配分する必要がある。なお、図3-3-16に見られるように、式(3-3-34)によるCNR理論値（theoretical）は測定値を良く説明しており、その妥当性が分かる。本理論式を用いることにより、AM/64QAMハイブリッド光伝送における各パラメータの設計を行うことができる。



(a) AM信号・周波数偏移量に対する依存特性 (b) 64QAM信号・周波数偏移量に対する依存特性

図3-3-16 AM/64QAMハイブリッド光伝送におけるCNR特性

### 3.3.4 設計および評価[14]

CNR理論式(3-3-34)を用いて、AM40ch/64QAM30キャリア光伝送システムを実現するパラメータ設計を行う。表3-3-2に主な設計条件を示す。ここで、FM変調信号のスペクトル線幅 $\Delta\nu$ は、プッシュプル型FM変調器を想定として120kHzとした。

図3-3-17に、AM信号および64QAM信号に対する各所要CNR（AM信号：42dB以上、64QAM信号：34dB以上）を同時に満たす周波数偏移量領域を、式(3-3-34)より導出し曲線群Aとして示す。なお、広帯域FM信号の搬送波周波数 $f_c$ をパラメータとした。また、広帯域FM信号の周波数スペクトルがFM伝送路およびFM復調器の帯域（～6GHz）を越えない領域を、式(3-3-33)（駒井・カーソン則）より導出して曲線群Bとして示す。即ち、曲線群AとBの積領域として与えられる条件（図中に、 $f_c = 3\text{GHz}$ の場合をハッチングを施して表記）に各周波数偏移量を設定することにより、帯域制限の影響を受けることなく、AM信号、64QAM信号共に所要CNRを達成できることを示している。この結果に基づいて、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド光伝送を実現するための主要パラメータ条件を、FM搬送波周波数 $f_c = 3\text{GHz}$ 、周波数偏移量：（AM帯）90MHz/ch、（64QAM帯）80MHz/carr.と設定する（図中に●印で表記）。

図3-3-18および図3-3-19には、上述の結果に基づいて試作した評価装置の伝送特性の測定結果を示す。図3-3-18は、CNRの受光レベル依存性（AM帯）を示し、従来のSCM光伝送方式に比較して、当該CNRを大きく改善し、最小受光レベルを約6dB低減できることが分かる。図3-3-19には、CNRのFDMチャンネル（周波数）依存性を示す。AM信号について、全チャンネルに亘り $\text{CNR} \geq 43\text{dB}$ 、64QAM信号についても $\text{CNR} \geq 33\text{dB}$ を達成し、ほぼ設計通りの性能を達成している。64QAM信号の誤り率については誤り訂正時（DAVIC仕様）においてエラーフリーの性能が得られることを確認している。なお、歪特性については、第3.4節において詳述する。

表3-3-2 AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド光伝送 設計条件

項目			数値等
光送信器	FM変調器	スペクトル線幅 ( $\Delta\nu_l$ )	120 kHz
		残留AM抑圧比	$\leq -60$ dBc
		レーザ・サイドモード抑圧比	$\geq -30$ dB
	IM-LD	光強度変調度 ( $m_{opt}$ )	85 %
光受信器 (受光素子: APD)	受信光信号・RIN		-140 dB/Hz
	最小受光レベル ( $P_r$ )		-15 dBm
	APD変換効率 ( $R$ )		0.5 A/W
	APD増倍率 ( $M$ ) / 過剰雑音指数 ( $x$ )		7/0.7
	APD暗電流 ・増倍率依存項 ( $I_{d1}$ ) / 無依存項 ( $I_{d2}$ )		20 nA / 200 nA
	入力換算雑音電流密度 ( $I_n$ )		18 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	FM復調器・入力高調波レベル (2HD)		-27dBc
設計周波数	AM帯		217.25 MHz
	64QAM帯		680 MHz
所要CNR	AM帯		$\geq 42$ dB
	64QAM帯		$\geq 34$ dB

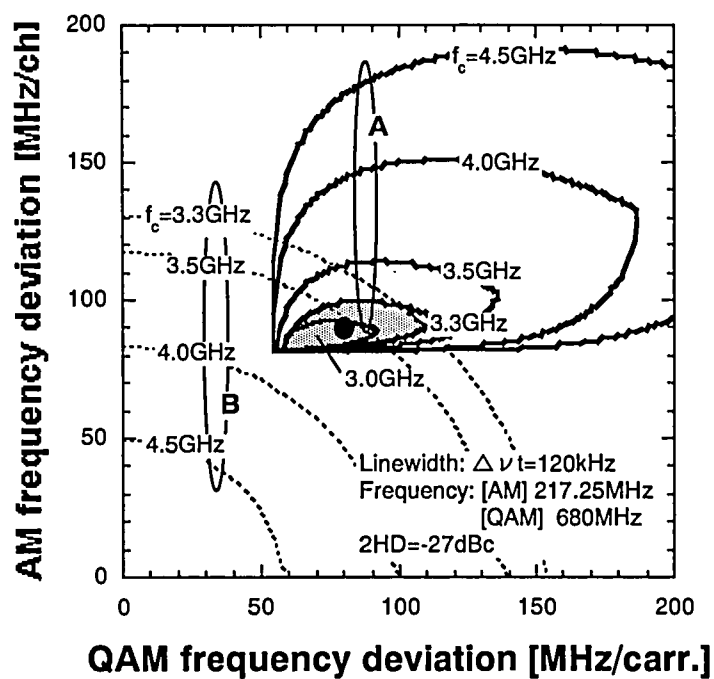


図3-17 所要CNRを満足する周波数偏移量条件

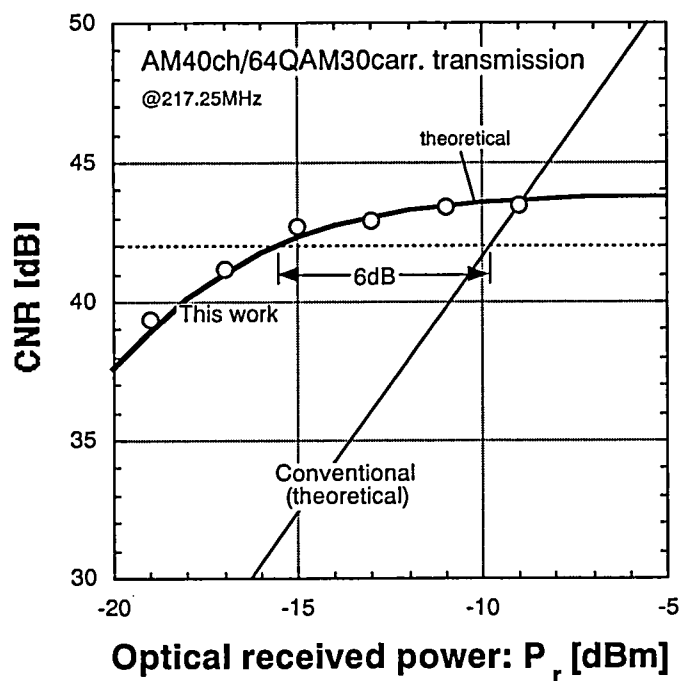


図3-3-18 CNRの受光レベル依存性（AM帯）

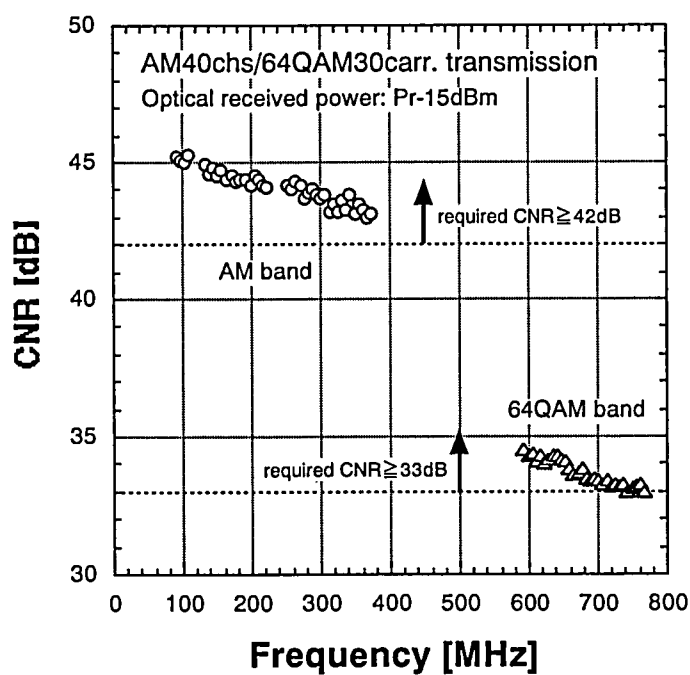


図3-3-19 AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド光伝送のCNR特性

以上の結果から、本方式の有効性が実証されると共に、上述のCNR理論および光伝送パラメータの設計手法の妥当性が分かる。

### 3.3.5 まとめ

FM一括変換型光伝送方式におけるCNR設計手法を確立するため、当該CNR要因の抽出を行い、各要因がCNR特性に及ぼす影響を定量化した。これにより、FM変調信号の高調波成分および残留FM信号スペクトルの影響が大きいことを理論的に明らかにし、これらの要因を考慮することによりCNR理論を確立した。また、本CNR理論に基づいて、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド信号の光伝送システムの設計、試作を行い、AM信号CNR $\sim$ 43dB、64QAM信号CNR $\sim$ 33dBと、ほぼ設計値通りの良好な性能が得られることを確認すると共に、本設計手法の妥当性を示した。

なお、本節検討の結果、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド光伝送時の実運用条件として、FM搬送波周波数：3GHz、周波数偏移量：（AM帯）90MHz/ch、（64QAM帯）80MHz/carr.を抽出した。次節以降、本条件（もしくはこれに準じた条件）を、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド光伝送に関する標準評価条件とする。

### 3.4 歪特性

SCM光伝送方式の歪特性が、電気／光変換特性（半導体レーザ）の非線形性のみでほぼ決定されるのに対して、FM一括変換型光伝送方式では、前節で説明したCNR特性と同様に、特有の構成に起因して複数の歪要因を内包する。1システム中に歪要因が複数存在する場合、それらは位相条件次第で互いに加算あるいは相殺し合うため、システム全体の特性から、構成デバイス個々の性能の良否を判断することが難しく、逆に各デバイスの特性に基づいてシステム性能を見積もることが困難となる。特に、1つの光送信設備に複数の光受信端末が接続される光アクセス系では、その歪設計／評価に当たり、各装置の個別性能の把握は必須の要件である。

本節では、FM一括変換型光伝送方式の歪要因の抽出を行い、特有の要因として、広帯域FM伝送における群遅延歪と、FM復調構成／動作に起因した直線歪の特性を理論と実験により明らかにする。また、それらの結果に基づいてFM伝送路の所要性能を導出する。

なお、その他の歪要因として、附録1（第3.4.6節）に、FM変調器およびFM復調器の非直線歪特性に関する検討内容を、附録2（第3.4.7節）には、広帯域FM信号を光ファイバ伝送した際の品質劣化現象に関する評価／解析内容を詳述した。さらに、附録3（第3.4.8節）において、これらの検討結果に基づき、所望の歪感を満足するための各構成ブロックに対する歪配分設計を行っているので、参照頂きたい。

#### 3.4.1 歪要因[15][16]

図3-4-1に、本方式における主な歪要因とその歪発生箇所を示すと共に、表3-4-1に大別して示す。

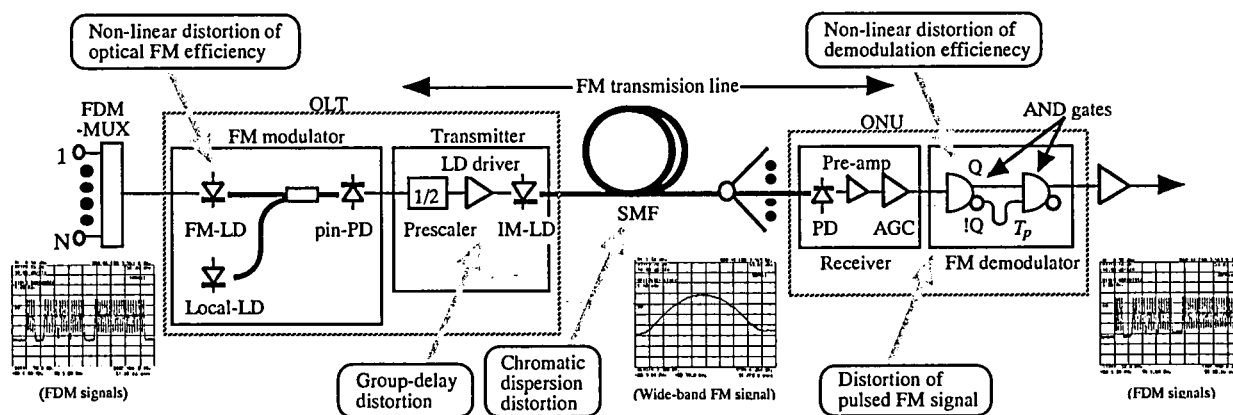


図3-4-1 歪要因

FMレーザの歪は、半導体レーザの電流／光周波数変換特性における非線形性、即ち光周波数変調効率（波長チャープ効率）の非線形性によるものであり、SCM光伝送方式における電流／光強度変換特性（I-L特性）の非線形歪に相当する。FMレーザの2次／3次歪の要因となる光周波数変調の2次／3次応答は、主に利得の非線形応答に起因するもので、当該利得は、注入キャリア数と共振器内のフォトン数の積で表されるため、直接変調によって各々が変調されると非線形歪が生じる。光周波数変調の1次応答が緩和振動特性を示すため、2次／3次応答である歪成分は周波数が高いほど大きく、逆に低周波領域では利得抑圧の効果が支配的となる。その他には、共振器内のフォトン密度分布の不均一性に起因する空間的ホールバーニングの効果、およびレーザの活性層以外に流れるリーク電流の効果によっても光周波数変調歪が発生する。これら光周波数変調特性における歪の大きさは、一般的には、光強度変調特性の歪レベルに同等と推察される。

FM復調器では、周波数／電圧変換特性（f-V特性）の非線形性、即ちFM復調効率の非線形性によって歪が発生する。原因としては、FM復調器に用いる論理ゲート素子の周波数応答限界によるパルス波形の立ち上が



り／立ち下がりの鈍さ（すそ引き）や、素子間の反射で生じる波形歪等が考えられる。

以上の歪要因は、一般の電気アンプ等で生じる歪と同様に、波形の振幅軸方向の歪：「非直線歪」の性質を有し、位相平面内において元信号と同一軸上に発生する（同相または逆相）。そのため、ダイオードなどの非線形素子を利用して電氣的に構成された歪補償回路を用いた抑圧、改善が可能である。

表3-4-1 歪要因の発生部位と種類

発生部位\種類	非直線歪	直線歪
FM変調器 (FMレーザ)	a) 光周波数変調効率の非線形性	—
FM復調器	b) FM復調効率の非線形性	c) 識別レベル偏差歪
FM伝送路	—	d) 群遅延偏差 e) 高調波パルス化歪

一方、周波数領域に情報を載せるFM伝送方式では、伝送信号波形の時間軸方向の歪：「直線歪」が大きな問題となる。直線歪は、上述の非直線歪と異なり、位相平面内において元信号と直交する虚軸上に発生する、即ち、歪波の位相が、通常の電気デバイス等で生じる歪波に対して常に90度回転しているため、電氣的な歪補償は難しく、FM一括変換型光伝送方式の歪特性を決める主要因となる。

最も代表的な直線歪要因に、群遅延歪がある。群遅延歪を抑圧するためには、群遅延偏差の低減が効果的であるが、当該特性は、伝送路を構成するデバイスの性能に強く依存し皆無とすることは現実的でない。このため、歪設計に当たっては、実デバイスの性能とその影響を把握した上で、必要十分な伝送路特性の仕様化を行う必要がある。さらに、多チャンネル信号を約5GHz以上の帯域で伝送する本方式では、FMスペクトル分布の影響を考慮した、極めて広帯域に亘る伝送路特性の解析／設計が必要となる上に、多チャンネル伝送時の歪コンボジットの累積等、従来にない効果の明確化が不可欠である。

さらに、FM復調器では、入力信号の振幅変動に伴う復調効率の変化を防ぐため、入力信号を識別（パルス化）する構成を採用するが、当該復調動作に不完全性があると、伝送特性を劣化させる可能性がある。例えば、伝搬中に発生する広帯域FM信号の高調波成分は、FM復調器に入力することで特有の直線歪：”高調波パルス化歪” [16][24]を発生させるため、歪設計において十分な配慮が必要である。

以下では、広帯域FM伝送に特徴的な歪要因として、群遅延歪と高調波パルス化歪に関して、理論および実験による評価、検討を行い、その特性を明らかにする。

### 3.4.2 群遅延歪

搬送波の瞬時周波数を偏移させて情報伝送を行うFM伝送方式では、当該伝送路の伝搬遅延量に周波数依存性があると、伝送波形が時間軸方向に圧縮／伸長され、信号品質が大きく劣化する。このような群遅延歪の解析手法としては、「準定常理論」と「カーソンの可変周波数理論」が広く知られている。準定常理論[25]は、伝送路の伝達関数をべき級数や周期関数で近似表現し、これを伝搬したFM変調信号について各周波数成分を展開することにより、歪成分を抽出するもので、平易で取り扱い易い手法と言える。但し、その適用は、伝送路特性が比較的単純な場合や、FM変調信号の周波数偏移が大きくない狭帯域伝送時に限られ、複雑な伝送路特性や広帯域伝送に対しては、解析精度が低下するという欠点を有している。

カーソンの可変周波数理論[25]は、FM変調信号を高次の側波帯成分にスペクトル分解し、伝送路の遅延特性に従って当該成分に位相回りを付与した後、同一周波数の歪コンポジットを構成するキャリア対毎に、当該側波帯成分を合成することによって歪量を算出する。周波数偏移量の大きな条件でも有効な手法であるが、多チャンネル信号を元信号とした場合の解析は複雑であり、実測データとの整合性等に関して、十分な検討は行われていない。

以下では、カーソンの可変周波数理論をベースとして、多チャンネル・広帯域伝送に適した群遅延歪理論を導出する。より具体的には、歪コンポジット相加則の見直しと、広帯域FM信号のスペクトル分布の影響を考慮した実効的な群遅延特性の導出、適用によって実測データとの整合性を高め、本方式の歪設計に十分な精度を有する群遅延歪理論を構築する。

#### 3.4.2.1 多チャンネル伝送における歪理論[16]

図3-4-2を用いて、カーソンの可変周波数理論に基づく、多チャンネル伝送時の群遅延歪の考え方を説明する。周波数 $f_d$ に発生する2次の群遅延歪（CSO）を求めるためには、対応するキャリア対（2キャリア）： $p, q$ （例えば、 $p-q=f_d$ ）を元信号とするFM変調信号の各側波帯成分に対して、群遅延特性による位相変化をそれぞれ与えた後、全ての側波帯成分から相互変調歪成分を算出する。同一周波数 $f_d$ に歪を発生させる他の全キャリア対（例えば、 $x, y : x-y=f_d$ ）についても、同様の手順に従い歪量を算出した後、これらを総加算することによって、多チャンネル伝送時の群遅延歪量を求めることができる。3次の群遅延歪（CTB）についても、対応するキャリア組（3キャリア）に対して、同様の手順で算出可能である。以下に、数式を用いてさらに詳細に説明する。

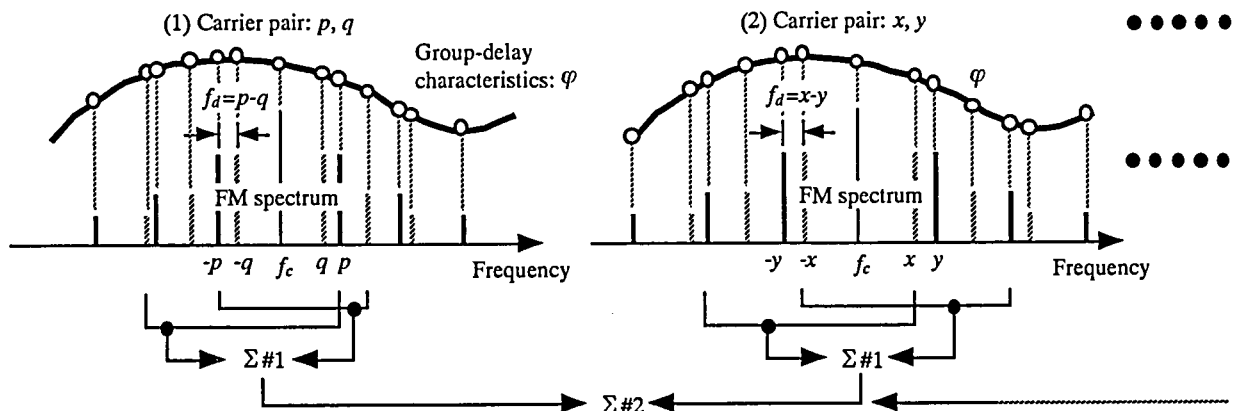


図3-4-2 カーソンの可変周波数理論に基づく多チャンネル伝送時・群遅延歪量の算出  
(2次歪：CSOの場合)

(1) 2次歪 (IM2, CSO) の算出

多チャンネルFDM信号と、これを元信号とするFM変調信号を、次式(3-4-1), (3-4-2)で表す。

・多チャンネルFDM信号：

$$\mu(t) = \Delta\Omega_p \cos(pt + \phi_p) + \Delta\Omega_q \cos(qt + \phi_q) + \sum_{i=1}^N \Delta\Omega_i \cos(z_i t + \phi_i) \quad (3-4-1)$$

・FM変調信号：

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \{1 + A_p \cos(pt + \phi_p) + A_q \cos(qt + \phi_q) + \sum_{i=1}^N A_i \cos(z_i t + \phi_i)\} \\ &\quad \times \exp\{j[\Omega_c t + m_p \sin(pt + \phi_p) + m_q \sin(qt + \phi_q) + \sum_{i=1}^N m_i \sin(z_i t + \phi_i)]\} \\ &= \{1 + A_p \cos(pt + \phi_p) + A_q \cos(qt + \phi_q) + \sum_{i=1}^N A_i \cos(z_i t + \phi_i)\} \\ &\quad \times \exp(j\Omega_c t) \left[ \sum_{r=-\infty}^{\infty} J_r(m_p) \exp\{j(rpt + r\phi_p)\} \right] \left[ \sum_{s=-\infty}^{\infty} J_s(m_q) \exp\{j(sqt + s\phi_q)\} \right] \\ &\quad \times \prod_{i=1}^N \sum_{v_i=-\infty}^{\infty} J_{v_i}(m_i) \exp\{j(v_i z_i t + v_i \phi_i)\} \end{aligned} \quad (3-4-2)$$

但し、 $m_i = \frac{\Delta\Omega_i}{z_i}$  : FM変調指数

ここで、 $p, q$ は、算出すべきIM2を構成するキャリア対の角周波数、 $z_i$ は、残りのFDMキャリアの角周波数、 $N'$ は、総FDMチャンネル数 $N-2$ （前記キャリア対を除いた数）、 $\Delta\Omega_k$  ( $k=p, q, \dots, i, \dots$ ) は、各キャリアに対する角周波数偏移量、 $\Omega_c$ は、FM変調信号の搬送波角周波数、 $A_p, A_q, A_i$ は、FM変調器に用いる半導体レーザの光強度変調動作に伴うFM変調信号の振幅変動項である。

FM伝送路の伝達関数を $\dot{U}(\Omega)$ で表し、伝送後のFM変調信号を $\dot{S}'$ とすると、その瞬時位相角における歪成分は、次式(3-4-3)で定義される。

$$\begin{aligned} \theta_d(t) &= \text{Im}(\log \frac{\dot{S}'}{\dot{S}}) \\ &= \text{Im}(\log \frac{\dot{S} + \dot{\delta}}{\dot{S}}) \quad (\dot{\delta} = \dot{S}' - \dot{S}) \\ &= \text{Im}\left\{ \frac{\dot{\delta}}{\dot{S}} - \frac{1}{2} \left(\frac{\dot{\delta}}{\dot{S}}\right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{\dot{\delta}}{\dot{S}}\right)^3 + \dots \right\} \\ &\doteq \text{Im}\left(\frac{\dot{\delta}}{\dot{S}}\right) \quad \left(\left|\frac{\dot{\delta}}{\dot{S}}\right| \ll 1\right) \end{aligned} \quad (3-4-3)$$

また、伝達関数 $\dot{U}(\Omega)$ を、FM搬送波角周波数 $\Omega_c$ を中心として、次式(3-4-4)で表現する。

$$\dot{U}(\Omega) = \dot{U}(\Omega_c + lp + mq + \sum_{i=1}^N v_i z_i) \equiv \dot{U}_{lp+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i} \quad (l, m : \text{整数}) \quad (3-4-4)$$

FM伝送では、伝送路の特性が「線形」である場合、即ち、振幅特性が周波数に無依存、かつ位相特性が周波数に対し「直線」（1次）である場合には、直線歪を発生しないことが知られている。そこで、取り扱いを簡単にするため、 $\dot{U}(\Omega)$ から、線形特性からの偏差分（振幅特性：基準値”1”からの偏差 $g$ 、位相特性：直線位相からの偏差 $\varphi(\Omega)$ ）のみを抽出して、伝達関数 $\dot{u}$ を次式(3-4-5)のように再定義する。

$$\dot{u}_{lp+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i} \equiv \dot{U}_{lp+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i} - 1 \quad (3-4-5a)$$

$$\equiv g_{lp+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i} + j\varphi_{lp+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i} \quad (3-4-5b)$$

上式(3-4-5b)を、式(3-4-3)に代入し、対象とする歪周波数のみを抽出することにより、伝送後のFM変調信号の（瞬時）位相空間における歪成分を、次式(3-4-6)および(3-4-7)のように導出できる。

$$\begin{aligned} \dot{\delta} &= \exp j\Omega_c t \left[ \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{v_1=-\infty}^{\infty} \sum_{v_2=-\infty}^{\infty} \dots \dot{u}_{lp+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i} \prod_{n=1}^N J_{v_n}^2(m_n) \right\} \right. \\ &\quad \times J_l(m_p) J_m(m_q) e^{j\{(lp+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i)t + (l\phi_p + m\phi_q + \sum_{i=1}^N v_i \phi_i)\}} \\ &\quad \left. + \frac{A_p}{2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{v_1=-\infty}^{\infty} \sum_{v_2=-\infty}^{\infty} \dots \dot{u}_{(l+1)p+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i} \prod_{n=1}^N J_{v_n}^2(m_n) \right\} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \times J_l(m_p) J_m(m_q) \varepsilon^{j\{(l+1)p+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i\}t + \{(l+1)\phi_p+m\phi_q+\sum_{i=1}^N v_i \phi_i\}} \\
& + \frac{A_p}{2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \{ \sum_{v_1=-\infty}^{\infty} \sum_{v_2=-\infty}^{\infty} \cdots \dot{u}_{(l-1)p+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i} \prod_{i=1}^N J_{v_i}^2(m_i) \} \\
& \times J_l(m_p) J_m(m_q) \varepsilon^{j\{(l-1)p+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i\}t + \{(l-1)\phi_p+m\phi_q+\sum_{i=1}^N v_i \phi_i\}} \\
& + \frac{A_q}{2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \{ \sum_{v_1=-\infty}^{\infty} \sum_{v_2=-\infty}^{\infty} \cdots \dot{u}_{lp+(m+1)q+\sum_{i=1}^N v_i z_i} \prod_{i=1}^N J_{v_i}^2(m_i) \} \\
& \times J_l(m_p) J_m(m_q) \varepsilon^{j\{lp+(m+1)q+\sum_{i=1}^N v_i z_i\}t + \{l\phi_p+(m+1)\phi_q+\sum_{i=1}^N v_i \phi_i\}} \\
& + \frac{A_q}{2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \{ \sum_{v_1=-\infty}^{\infty} \sum_{v_2=-\infty}^{\infty} \cdots \dot{u}_{lp+(m-1)q+\sum_{i=1}^N v_i z_i} \prod_{i=1}^N J_{v_i}^2(m_i) \} \\
& \times J_l(m_p) J_m(m_q) \varepsilon^{j\{lp+(m-1)q+\sum_{i=1}^N v_i z_i\}t + \{l\phi_p+(m-1)\phi_q+\sum_{i=1}^N v_i \phi_i\}} ] \quad (3-4-6)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\theta_d(t) = \text{Im} [ & \sum_{g=-\infty}^{\infty} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \{ \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{v_1=-\infty}^{\infty} \sum_{v_2=-\infty}^{\infty} \cdots \dot{u}_{lp+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i} \prod_{i=1}^N J_{v_i}^2(m_i) \} \\
& \times \{ J_l(m_p) J_{l-g}(m_p) J_m(m_q) J_{m-h}(m_q) \varepsilon^{j\{(g+h)q\}t + \{g\phi_p+h\phi_q\}} \} ] \quad (3-4-7)
\end{aligned}$$

なお、FM変調信号の振幅変動項 $A_p$ 、 $A_q \ll 1$ として無視した。上式(3-4-7)を用いて、例えば周波数 $f_d = p-q$ に発生する歪成分 $\theta_{p-q}$ は、 $(g, h) = (1, -1)$ 、 $(-1, 1)$ を代入することにより、次式(3-4-8)で表現できる。

$$\begin{aligned}
\theta_{p-q} &= \text{Im} [ \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \{ \sum_{v_1=-\infty}^{\infty} \sum_{v_2=-\infty}^{\infty} \cdots \dot{u}_{lp+mq+\sum_{i=1}^N v_i z_i} \prod_{i=1}^N J_{v_i}^2(m_i) \} \\
& \times \{ J_l(m_p) J_{l-1}(m_p) J_m(m_q) J_{m+1}(m_q) \varepsilon^{j\{(p-q)t+\phi_p-\phi_q\}} \\
& + J_l(m_p) J_{l+1}(m_p) J_m(m_q) J_{m-1}(m_q) \varepsilon^{-j\{(p-q)t+\phi_p-\phi_q\}} \} ] \\
&= \text{Im} [ \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}_{lp+mq+x} P(\Omega_c + x) dx \quad \left( \int_{-\infty}^{\infty} P(\Omega_c + x) dx = 1 \right) \\
& \times \{ J_l(m_p) J_{l-1}(m_p) J_m(m_q) J_{m+1}(m_q) \varepsilon^{j\{(p-q)t+\phi_p-\phi_q\}} \\
& + J_l(m_p) J_{l+1}(m_p) J_m(m_q) J_{m-1}(m_q) \varepsilon^{-j\{(p-q)t+\phi_p-\phi_q\}} \} ] \\
&= \text{Im} [ \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \dot{u}'_{lp+mq} \quad \left( \dot{u}'(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}(\Omega + x) P(\Omega_c + x) dx \right) \\
& \times \{ J_l(m_p) J_{l-1}(m_p) J_m(m_q) J_{m+1}(m_q) \varepsilon^{j\{(p-q)t+\phi_p-\phi_q\}} \\
& + J_l(m_p) J_{l+1}(m_p) J_m(m_q) J_{m-1}(m_q) \varepsilon^{-j\{(p-q)t+\phi_p-\phi_q\}} \} ] \\
&= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi'_{lp+mq} \quad \left( \varphi'(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\Omega + x) P(\Omega_c + x) dx \right) \\
& \times \{ J_l(m_p) J_{l-1}(m_p) J_m(m_q) J_{m+1}(m_q) \\
& + J_l(m_p) J_{l+1}(m_p) J_m(m_q) J_{m-1}(m_q) \} \cos\{(p-q)t + \phi_p - \phi_q\} \quad (3-4-8)
\end{aligned}$$

ここで、 $P(\Omega_c + x)$ は、FM変調信号の電力スペクトル密度である。なお、FM伝送路の振幅特性に周波数依存性はないものと仮定した ( $g=1$ )。

FM復調信号のIM2 (周波数:  $p-q$ )，即ち (瞬時) 周波数空間における歪成分は、上式(3-4-8)を時間微分して、次式(3-4-9)のように求められる。なお、キャリア (希望波) に対する周波数偏移量 $\Delta F$  (一定) を基準とした相対値 (比) として、歪量を表現した。

・キャリア対 ( $p, q$ ) による群遅延歪量 (IM2) :

$$\begin{aligned}
\Omega_{p-q} &= \frac{p-q}{\Delta F} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi'_{lp+mq} \quad (3-4-9) \\
& \times \{ J_l(m_p) J_{l-1}(m_p) J_m(m_q) J_{m+1}(m_q) + J_l(m_p) J_{l+1}(m_p) J_m(m_q) J_{m-1}(m_q) \}
\end{aligned}$$

上式(3-4-9)は、キャリア対 ( $p, q$ ) による高次の側波帯成分の間で発生する群遅延歪の総和を表している。ここで、同一のキャリア対から発生する歪コンポジットは、必然的に互いに強い相関性を有すると考えられるため、それらの相加則には「電圧則」を用いた。

多チャンネル伝送時の複合相互変調歪 (CSO) を求めるためには、多チャンネルFDM信号中において周波数 $f_d$ の歪コンポジットを生成するキャリア対毎に、上式(3-4-9)を用いて全てのIM2を算出し、それらを総加算すれば良い。この場合、各キャリア対間の位相関係は原則的にランダムであり、当該IM2同志の相関性は低いいため、異なるキャリア対によるIM2の相加則として「電力則」を適用して、次式(3-4-10)のように表現でき

る。

- ・多チャンネル伝送時の群遅延歪量（CSO）：

$$\Omega_d^2 = \Omega_{p-q}^2 + \Omega_{x-y}^2 + \dots \quad (3-4-10)$$

## (2) 3次歪（IM3, CTB）の算出

前節(1)に準じて、多チャンネルFDM信号、およびこれを元信号とするFM変調信号を、次式(3-4-11)，(3-4-12)で表す。

- ・多チャンネルFDM信号：

$$\mu(t) = \Delta\Omega_p \cos(pt + \phi_p) + \Delta\Omega_q \cos(qt + \phi_q) + \Delta\Omega_r \cos(rt + \phi_r) + \sum_{i=1}^{N''} \Delta\Omega_i \cos(z_i t + \phi_i) \quad (3-4-11)$$

- ・FM変調信号：

$$\dot{S} = \exp[j\{\Omega_c t + m_p \sin(pt + \phi_p) + m_q \sin(qt + \phi_q) + m_r \sin(rt + \phi_r) + \sum_{i=1}^{N''} m_i \sin(z_i t + \phi_i)\}] \quad (3-4-12)$$

ここで、 $p, q, r$ は、算出すべきIM3およびTBを構成するキャリア組の角周波数、 $z_i$ は、残りのFDMキャリアの角周波数、 $N''$ は、総FDMチャンネル数 $N-3$ （前記キャリア組を除いた数）である。式(3-4-5)と同様に、FM伝送路の伝達関数 $\dot{U}(\Omega)$ を、線形特性からの偏差分として、次式(3-4-13)のように表現する。

$$\begin{aligned} \dot{U}(\Omega) &= \dot{U}(\Omega_c + lp + mq + nr + \sum_{i=1}^{N''} v_i z_i) \equiv \dot{U}_{lp+mq+nr+\sum_{i=1}^{N''} v_i z_i} \quad (l, m, n : \text{整数}) \quad (3-4-13) \\ &= 1 + \dot{U}_{lp+mq+nr+\sum_{i=1}^{N''} v_i z_i} = 1 + g_{lp+mq+nr+\sum_{i=1}^{N''} v_i z_i} + j\varphi_{lp+mq+nr+\sum_{i=1}^{N''} v_i z_i} \end{aligned}$$

上式(3-4-11)，(3-4-12)，および(3-4-13)を、式(3-4-3)に代入することによって、伝送後のFM変調信号 $\dot{S}'$ の位相空間における歪成分を、前節(1)と同様に導出できる。例えば、周波数 $f_d = p+q+r$ に発生する歪成分は、次式(3-4-14)のように表現できる。なお、 $\Delta\Omega_p, \Delta\Omega_q, \Delta\Omega_r \ll 1, g=1$ とした。

$$\begin{aligned} \theta_{p+q+r} &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varphi'_{lp+mq+nr} \{J_l(m_p) J_{l-1}(m_p) J_m(m_q) J_{m-1}(m_q) J_n(m_r) J_{n-1}(m_r) \\ &\quad + J_l(m_p) J_{l+1}(m_p) J_m(m_q) J_{m+1}(m_q) J_n(m_r) J_{n+1}(m_r)\} \cos\{(p+q+r)t + \phi_p + \phi_q + \phi_r\} \quad (3-4-14) \end{aligned}$$

FM復調信号の歪成分（IM3, TB）は、上式(3-4-14)を時間微分することにより、キャリアに対する周波数偏移量 $\Delta F$ を基準とした相対値として、次式(3-4-15)のように求められる。なお、式(3-4-9)と同様に、同一のキャリア組から生じる歪コンポジットの相加則に電圧則を適用した。

- ・キャリア組（ $p, q, r$ ）による群遅延歪量（IM3）：

$$\begin{aligned} \Omega_{p+q+r} &= \frac{p+q+r}{\Delta F} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{\varphi}'_{lp+mq+nr} \{J_l(m_p) J_{l-1}(m_p) J_m(m_q) J_{m-1}(m_q) J_n(m_r) J_{n-1}(m_r) \\ &\quad + J_l(m_p) J_{l+1}(m_p) J_m(m_q) J_{m+1}(m_q) J_n(m_r) J_{n+1}(m_r)\} \quad (3-4-15) \end{aligned}$$

CTBは、CSOの場合と同様に、周波数 $f_d$ の歪コンポジットを生成するキャリア組毎に、上式(3-4-15)で算出される全てのIM3を電力加算し、次式(3-4-16)で表現できる。

- ・多チャンネル伝送時の群遅延歪量（CTB）：

$$\Omega_d^2 = \Omega_{p+q+r}^2 + \Omega_{x+y+z}^2 + \dots \quad (3-4-16)$$

### (3) FMスペクトルによる群遅延特性の重み付け効果[26]

上式(3-4-8), (3-4-14)中の $\dot{u}'(\Omega)$ または $\dot{\varphi}'(\Omega)$ の項が示すように, 群遅延歪算出において, FM伝送路の伝達関数( $\dot{u}=g+j\varphi$ )は, 広帯域FM信号自身の周波数スペクトル形状 $P(\Omega)$ によって重み付けされる. 例えば, FMスペクトルがガウス分布をなす場合, 群遅延歪量は, 主にFM搬送波周波数近傍の群遅延特性に左右され, 「すそ」帯域の群遅延偏差の影響は緩和される. 具体的には, 図3-4-3に示すように, 広帯域FMスペクトルのピークレベルを基準として当該スペクトル(a)を正規化し, 搬送波周波数 $f_c$ からの偏差 $\Delta f$ の関数としてスペクトルレベル $\alpha(\Delta f)$  ( $\leq 1$ )を再定義し, これを実際の群遅延特性(b)に乗じて実効的な群遅延特性(c)を求めることにより, 群遅延歪量をより精度良く算出できる. このような実効群遅延特性を導出するに当たって, 広帯域FMスペクトルを解析的に取り扱えるように, 当該スペクトル形状を評価, モデル化する.

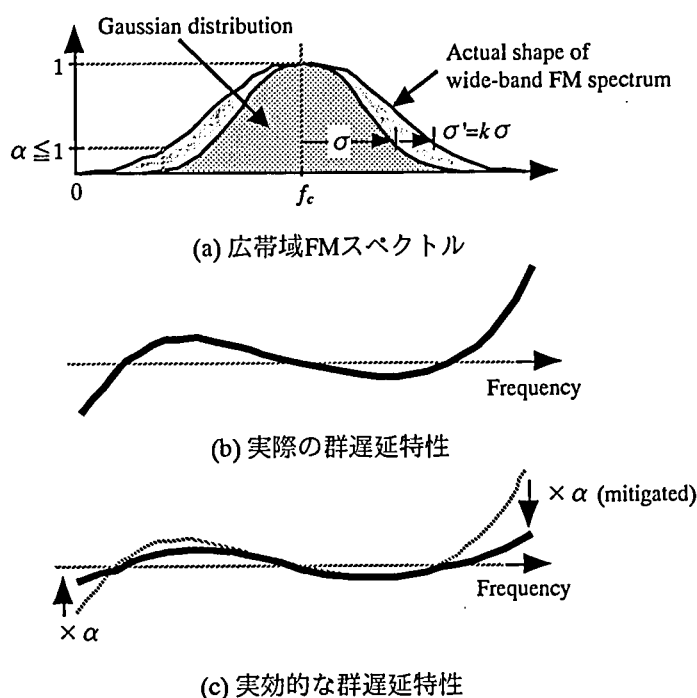
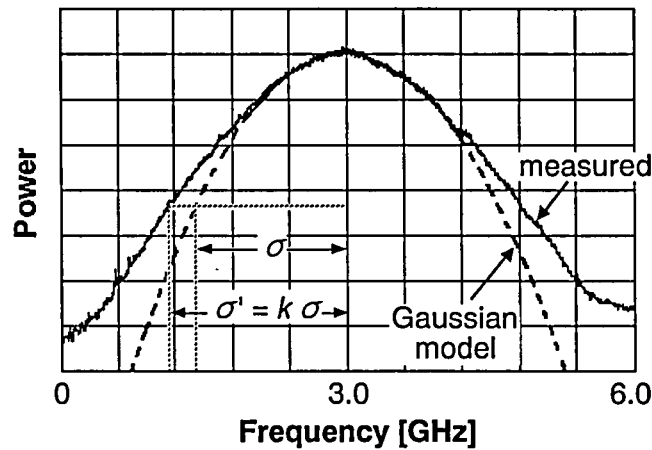
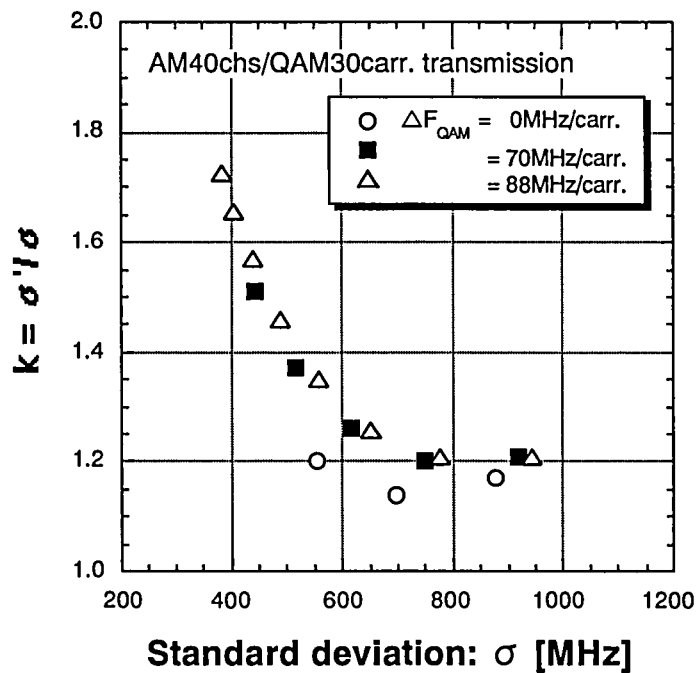


図3-4-3 広帯域FMスペクトルに対する実効的な群遅延特性の考え方

既述のように, 広帯域FMスペクトルは, ガウス分布で表現される場合が多いが, 実際には, 図3-4-4(a)に示すように, さらに広がり(標準偏差)は大きく, 特に「すそ」帯域での差異が大きい. このようなFMスペクトル形状をモデル化するため, ガウス分布想定時の標準偏差 $\sigma$  (式(3-3-27))に係数 $k$ を掛けたパラメータ:  $\sigma' = k\sigma$ を改めて標準偏差とする”準ガウス分布”を定義し, 実際のスペクトル形状に対して最適な係数値 $k$ をフィッティングにより求める. 図3-4-4(b)は, 広帯域FMスペクトルの実測データに対するフィッティング結果を示すもので, AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド光伝送における周波数偏移量条件 (AM帯: 90MHz/ch, 64QAM帯: 80MHz/carr.,  $\sigma \sim 500$ MHz) において,  $k=1.1 \sim 1.4$ に設定すれば, 実際のスペクトル形状をほぼ表現できることが分かる[15].



(a) スペクトル形状



(b) フィッティング係数 $k(=\sigma'/\sigma)$ の標準偏差依存性

図3-4-4 広帯域FMスペクトルに対する準ガウス分布のフィッティング

### 3.4.2.2 実験検証

上述の群遅延歪理論に関して、測定値との比較によりその妥当性を検証する。具体的には、本方式における主要な群遅延偏差要因として、光受信器内のAGCアンプで発生する群遅延歪量を測定し、歪理論値との比較を行った。

図3-4-5に、群遅延歪評価系の構成を示す。本評価系では、FM変調器に光受信器を直結する構成により、他の群遅延特性の影響を受けることなく、AGCアンプの群遅延歪量のみを測定できる（プリアンプの群遅延特性は、AGCアンプに比べて充分良好とする）。具体的には、AGCアンプ非挿入時に、FM変調器およびFM復調器の総非直線歪を測定し、AGCアンプ挿入時の歪測定結果から、当該総非直線歪量を差し引くことにより、AGCアンプの群遅延歪量を抽出する。なお、一般に非直線歪と直線歪は直交関係にあることから、電力則に従って非直線歪量を減算した。また、光受信器の受光レベルは、光受信器内で高調波等の不要波成分が

発生しないように充分小さく ( $P_r=-12\text{dBm}$ ) 設定した。

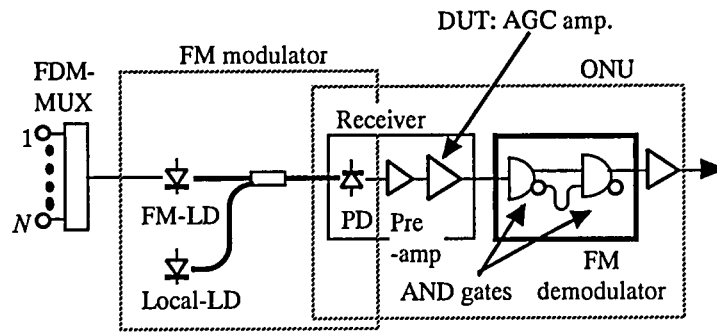


図3-4-5 群遅延歪理論検証用評価系 構成

群遅延歪理論値として、その算出方法により、以下の3通りを比較する。

(i) 従来歪理論値：

AGCアンプの群遅延特性の実測データを、べき級数 (3次： $M_0+M_1x+M_2x^2+M_3x^3$ ) でフィッティングすることにより非線形係数を抽出し、準定常理論により歪量を算出する。

(ii) 提案歪理論値#1, (iii) 提案歪理論値#2：

AGCアンプの群遅延特性の実測データを、上述の群遅延歪理論式 (式(3-4-10), (3-4-16)) に直接代入して歪量を算出する。(iii)では、FMスペクトルのフィッティング係数 $k=1.3$ とし、FMスペクトル形状による重み付け効果を考慮した実効群遅延特性を適用した。

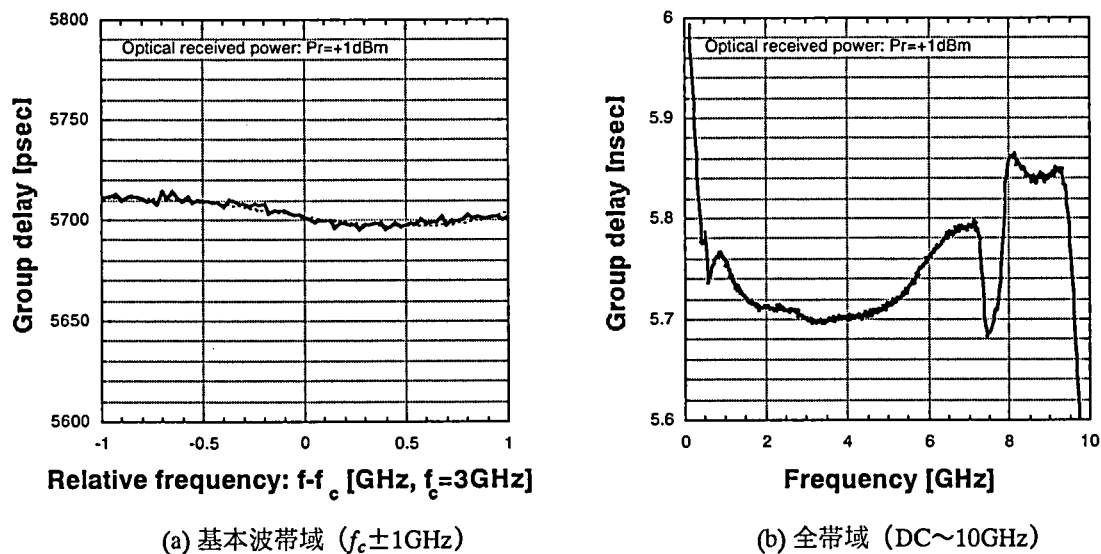


図3-4-6 AGCアンプの群遅延特性 測定結果

図3-4-6に、AGCアンプの群遅延特性の測定結果を、表3-4-2に、群遅延歪測定値および理論値 (3サンプル) をそれぞれ示す。本表から分かるように、提案歪理論#1(ii)は、従来の歪理論 (準定常理論) (i)に比較して、測定値との整合性を大きく改善し、その誤差は3~4dB以内である。また、実効群遅延特性を導入した歪理論#2(iii)では、さらに精度を改善して、CSO, CTB共に1~2dB程度の差異で歪量を算出できる。これらの結果から、群遅延歪理論式(3-4-10)および(3-4-16)の妥当性が分かる。



## 正誤表

第180頁 表3-4-7 FM復調特性のモデル化パラメータ

[誤]

		数値
FM復調効率 (V/Hz)	$C_1$ (1次)	-19.4e-12
べき級数表現 (1.5~5GHz)	$C_2$ (2次)	-0.00038533
	$C_3$ (3次)	-0.00016673
周期関数表現 (FM搬送波周波数 $f_c=3\text{GHz}$ 近傍)	$\gamma$	0.3 mV
	$T_b$	600 MHz

[正]

		数値
FM復調効率 (V/Hz)	$C_1$ (1次)	-1.94e-11
べき級数表現 (1.5~5GHz)	$C_2$ (2次)	-3.8533e-22
	$C_3$ (3次)	-1.6673e-31
周期関数表現 (FM搬送波周波数 $f_c=3\text{GHz}$ 近傍)	$\gamma$	0.3 mV
	$T_b$	600 MHz

表3-4-2 AGCアンプの群遅延歪測定値と理論値の比較

[dBc] @373.25MHz 受光レベル : $P_r = -12\text{dBm}$		歪測定値	歪理論値		
			(i) 準定常理論 (従来)	提案歪理論	
				(ii) FMスペクトル形状 を考慮せず	(iii) FMスペクトル 形状を考慮
A	CSO <sub>AM-AM</sub>	-53.2	-51.02	-51.12	-53.82
	CSO <sub>AM-QAM</sub>	-50.5	-45.02	-47.03	-49.73
	CTB	-	-	-	-
B	CSO <sub>AM-AM</sub>	-52.95	-50.98	-50.56	-53.3
	CSO <sub>AM-QAM</sub>	-50.33	-44.72	-46.40	-53.51
	CTB	-63.60	-	-60.70	-63.82
C	CSO <sub>AM-AM</sub>	-53.82	-51.3	-50.86	-53.2
	CSO <sub>AM-QAM</sub>	-49.32	-45.23	-45.37	-49.51
	CTB	-66.52	-	-63.14	-65.89

\* 歪評価周波数：AM帯最終チャンネル（373.25MHz帯）

\* 非直線歪量（FM変調器およびFM復調器） CSO<sub>AM-AM</sub>（AM-AMキャリア間） $\leq -66.14\text{dBc}$   
CSO<sub>AM-QAM</sub>（AM-QAMキャリア間） $\leq -71.98\text{dBc}$   
CTB（AM-AMキャリア間） $\leq -66.50\text{dBc}$

### 3.4.3 高調波パルス化歪[24]

図3-4-7に、FM復調器の構成と動作原理を示す。A点に入力されたFM変調信号は、一段目の論理ゲートにより識別されて矩形パルスに変換され、かつ正相（Q）／逆相（!Q）の2信号に分岐される。この2出力の内、例えば逆相信号（!Q）に遅延量 $T_p$ を与え、2段目のANDゲートに正相信号（Q）共々入力することによって（B、C点）、入力信号の瞬時的な周期と同一の発生間隔を有するパルス列（パルス幅 $T_p$ 一定）を発生させる（D点）。これを低域濾波フィルタで透過／積分することによって、入力信号の周波数変化に比例して変化する電圧値、すなわち復調信号を得ることができる。例えば、遅延量 $T_p \sim 80\text{psec}$ に設定すれば、DC～約5.5GHzに亘る極めて広帯域なFM復調特性を実現可能である。なお、FM復調器に入力するFM変調信号振幅は、ONUの受光レベルに依存して、最小：-1.5V～最大：+0.5V程度の範囲で変化する。FM復調器に用いる論理ゲート素子は、全てGaAs（ガリウムヒ素）プロセスで製造され、最大動作帯域：10Gbps（立ち上がり／立ち下がり時間： $T_r/T_f \sim 30/25\text{psec}$ ）、電源電圧：-3.5Vのものを使用した。

以上のように、FM復調器は、入力信号を識別し、当該識別点で生成した一定幅のパルス列の発生頻度をFM変調信号の瞬時周波数の変化として検出する。そのため、復調すべきFM変調信号以外に、不要な信号成分が入力すると、両信号の合成波形に対して識別動作が行われ、識別点に本来の位置からの偏差が発生する。これにより、検出される瞬時周波数が偏移し、復調信号に歪劣化を生じさせる可能性がある。

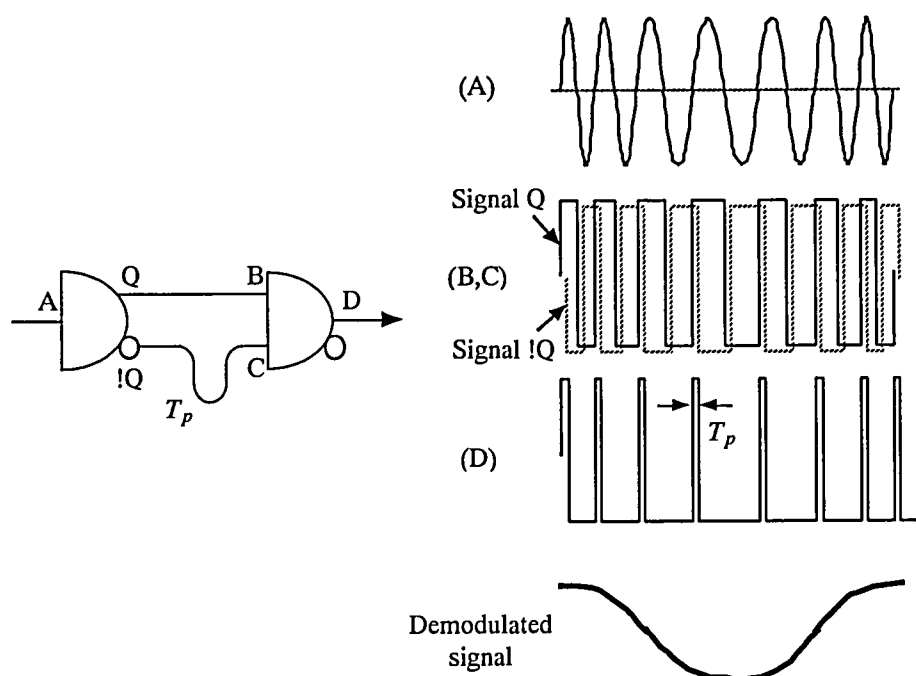


図3-4-7 高速論理ゲートを使った遅延検波方式FM復調器 構成および動作原理

以下では、FM復調器に入力する主な不要波成分として、FM変調信号の高調波の影響を検討する。即ち、高調波成分に起因するFM復調歪：“高調波パルス化歪”について評価、解析を行い、その発生原理と特性を明らかにすると共に、当該歪を抑圧するためのパラメータを抽出し、その所要条件を明確化する。

### 3.4.3.1 発生原理

図3-4-8に、2次高調波成分（2HD）入力時のFM復調器の識別動作を模式的に示す。本図にも示すように、2HDは、標準的な位相条件において、元となるFM変調信号（基本波）に対し直交関係にあるため、2HD入力時の識別点の偏移は極めて顕著で、本来の識別点 $P_0$ に対して $P_1$ に大きく移動する。この識別時間偏差 $t_{fund}$ は、2HDの大きさ（基本波との相対レベル）に左右され、また基本波に対する2HDの相対的な遅延時間 $t_d$ にも依存して変化することが分かる。

図3-4-9には、3次高調波成分（3HD）入力時のFM復調器の識別動作を示す。2HDの場合と同様に、3HDの相対遅延時間 $t_d$ に対して識別時間偏差 $t_{fund}$ が発生するが、3HDは、標準位相条件において基本波と同相関係にあるため、3HD入力時の識別点の偏移は緩やかな特性を示す。

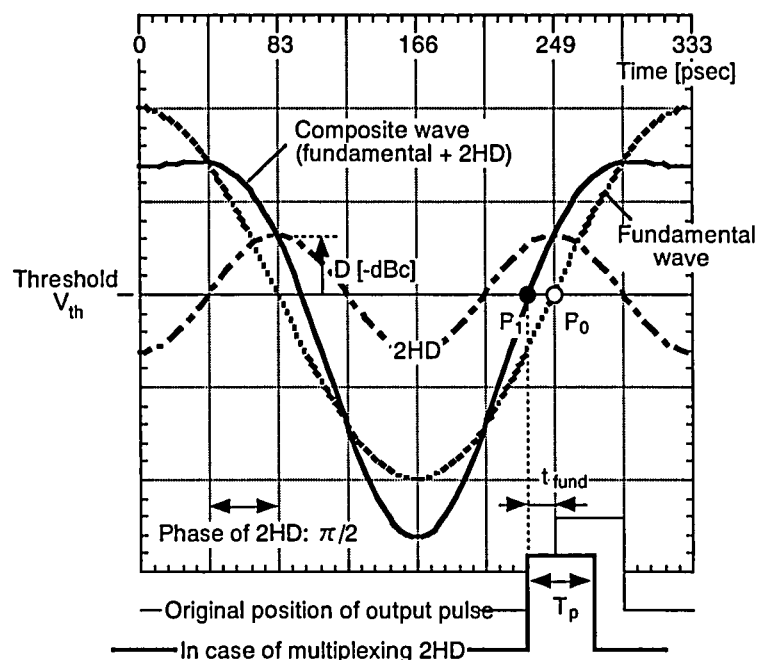


図3-4-8 高調波パルス化歪 発生原理 (2HDの場合)

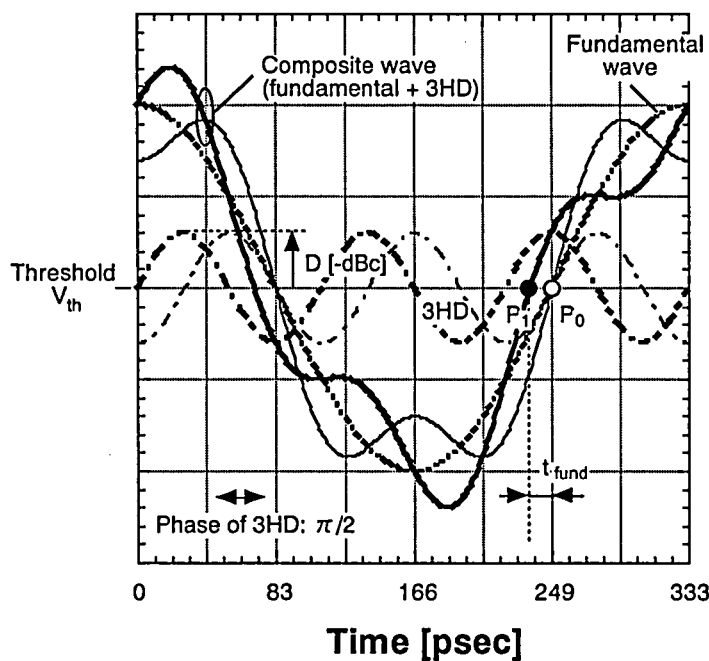


図3-4-9 高調波パルス化歪 発生原理 (3HDの場合)

高調波入力に伴う識別時間偏差 $t_{fund}$ は、高調波レベル $D$ と(基本波に対する)当該遅延時間 $t_d$ に基づいて数値的に算出できる。図3-4-10に、高調波レベル $D$ をパラメータとして、 $t_d[\text{sec}]$ と $t_{fund}[\text{sec}]$ の関係を示す。なお、 $t_d$ 、 $t_{fund}$ 共に、「進み」方向を“-”，「遅れ」方向を“+”として表現した。本図(a)より、2HDは、標準位相条件( $t_d=0$ )近傍において識別時間を最も「進ませ」、 $t_{fund}$ を最大(絶対値)にすることが分かる。また、高調波レベルが小さい条件下( $D \leq -20\text{dBc}$ )では、 $t_d$ と $t_{fund}$ の関係は、ほぼ正弦関数で表現できる。一方、図(b)に示すように、3HDは、標準位相条件において識別時間偏差を発生しない( $t_{fund}=0$ )。また、 $t_d$ と $t_{fund}$ は同極性の関係を有することが分かる。なお、2HDと3HDが、FM復調器の識別動作に及ぼすこれらの影響の違い

は、両高調波の標準位相の差によるもので、絶対位相を定義することによって、一元的な取り扱いが可能となる（次節にて詳述）。

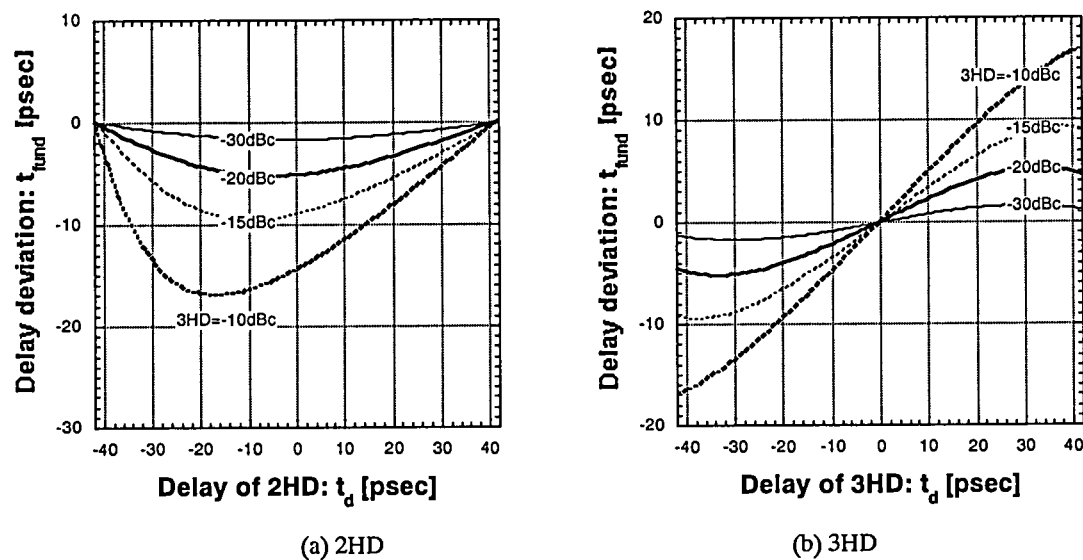


図3-4-10 高調波成分の遅延時間とFM復調器の識別時間偏差の関係

3.4.3.2 直線歪特性

FM復調器に入力する高調波のレベルと位相をパラメータとして、高調波パルス化歪の特性を理論検討し、実験による検証を行う。高調波の主な発生部位は、光受信器内のプリアンプとAGCアンプであるが、両者は、高調波と当該帯域の群遅延特性との関わり、即ちそれらに起因した高調波の位相状態に関して性質が異なるため、一元的に取り扱うことが難しい。前者では、高調波レベルと高調波・基本波間の相対位相のみによって歪量が決まり（“高調波相対位相差歪”と呼称する）、後者の場合には、これらのパラメータに加えて高調波の占有周波数帯域における群遅延特性を考慮する必要がある（“高調波帯域群遅延歪”と呼称する）。

(1) 高調波相対位相差歪

(a) 理論検討

図3-4-11に示すように、FM復調器直前段に配置されるAGCアンプで生じる高調波は、発生直後にFM復調器に入力し、FM伝送路の特性の影響を受けない。このため、基本波・高調波間位相差[rad]は、AGCアンプに用いられるデバイスに依存して一意に決まり、FM変調信号が周波数偏移しても、常に一定と考えられる。即ち、高調波相対位相差歪は、高調波レベルと当該初期位相条件（高調波発生時の位相）のみから、前出の図3-4-10の関係に基づき理論的に算出できる。

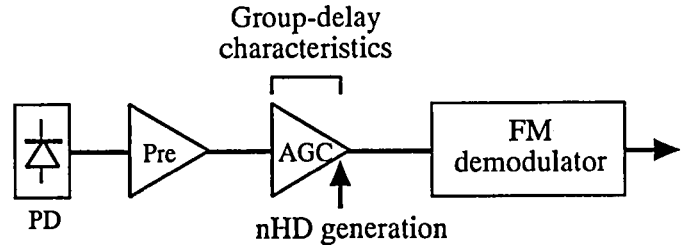


図3-4-11 AGCアンプ（FM復調器直前段）で発生する高調波成分

上述したように、図3-4-10に示した高調波位相と識別時間偏差の関係において、(a)2HDと(b)3HDとの差異は、基本波に対する各高調波の標準位相条件の違いに起因し、高調波位相を共通に定義すれば、両者を同一の関係として取り扱うことができる。例えば、識別レベル $V_{th}$ における基本波の立ち上がりタイミングと高調波の立ち上がりタイミングが一致する状態を、高調波位相： $\theta_d=0[\text{rad}]$ と定義すれば、 $\theta_d[\text{rad}]$ と識別位相偏差 $\theta_{fund}[\text{rad}]$ の関係は、高調波の次数に関わらず、図3-4-12に示すような正弦関数（ $D \sin \theta_d$ ）に類似の周期関数で一括表現できる。本図は、横軸を（基本波の位相でなく）高調波の位相角で表記することにより、高調波の次数や周波数に依存しない関係を表している。なお、高調波レベル $D$ は $\pi/2$ に対して充分小さいとし、図中において、識別位相偏差の最大値 $D[\text{rad}]$ を与える高調波位相条件を、 $\theta_d = \pi/2 + D \approx \pi/2$ と近似して示した。以下では、 $\theta_d$ を高調波位相と定義し検討を行う。

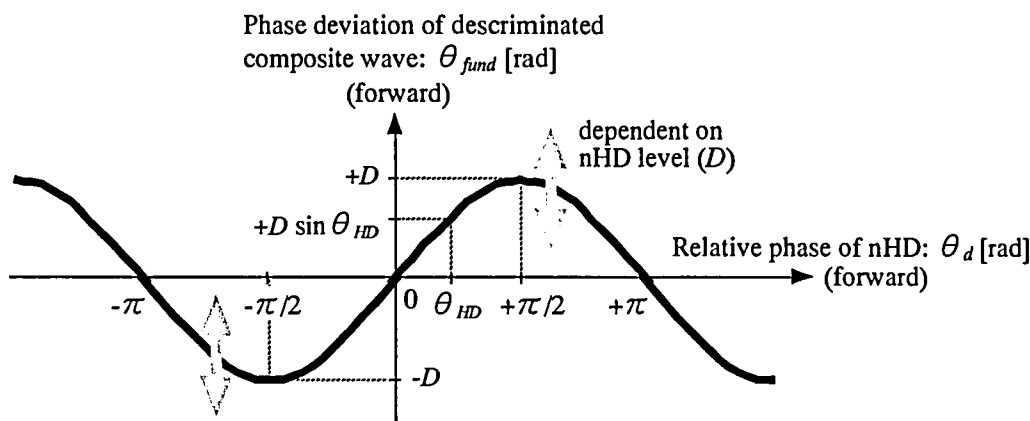


図3-4-12 高調波成分の位相とFM復調器の識別位相偏差の関係（2HD，3HD共通，周波数無依存）

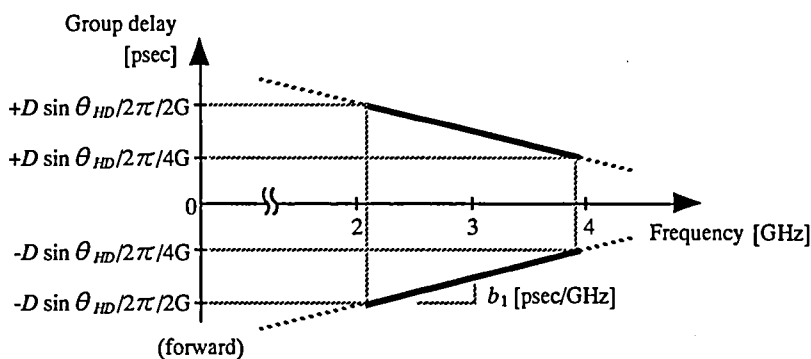


図3-4-13 識別点から見た合成波の遅延特性（周波数依存性）

図3-4-12の関係（ $D \sin \theta_d$ ）は、識別点から見た合成波の位相特性 $[\text{rad}]$ を表現しているため、これを基本波（合成波）の瞬時周波数 $f$ で割れば、合成波の遅延特性 $[\text{sec}]$ （時間表記）を導出できる。従って、上述のように、合成波の識別タイミングは、位相表記上は周波数無依性の性質を示すが、遅延時間表記においては、図3-4-13に示すように周波数 $f$ に比例または反比例の依存性を有する。このため、高調波がFM復調器に入力すると、FM伝送路等の群遅延特性に関わりなく、合成波の遅延特性は周波数依存性（非線形性）を示し、直線歪を発生させることが分かる。

図3-4-13に基づいて、高調波相対位相差歪量を算出できる。即ち、本図における1次非線形係数（傾き） $b_1[\text{sec/Hz}]$ を次式(3-4-17)のように定義すれば、例えば準定常理論を用いて2次の直線歪量（CSO） $\Omega_{p+q+u}$ を、次式(3-4-18)で求めることができる。

$$b_1 = \frac{D}{2\pi(f_{\max} - f_{\min})} \left( \frac{1}{f_{\max}} + \frac{1}{f_{\min}} \right) \quad (3-4-17)$$

$$\Omega_{p+q+r} = \frac{N_{IM2}}{\Delta F} \pi b_1 \Delta F_i \Delta F_j f_d \quad (3-4-18)$$

ここで、 $f_{\min}$ 、 $f_{\max}$ は、歪特性から見た広帯域FM信号の実効的な周波数帯域（附録4参照）の最低および最高周波数（ $f_{\min}=2.1\text{GHz}$ 、 $f_{\max}=3.9\text{GHz}$ ）、 $N_{IM2}$ は、歪（IM2）のコンポジット数、 $\Delta F_i$ 、 $\Delta F_j$ は、IM2を構成するキャリア対の各周波数偏移量、 $f_d$ は歪周波数である。

上式(3-4-17)、(3-4-18)に基づいて、高調波相對位相差歪（または1次非線形係数 $b_1$ ）を抑圧する観点から、高調波のレベルと位相に対する所要条件を、図3-4-14に示す。高調波の許容レベルは、当該位相に対して周期性を有し、例えば最悪位相条件： $\theta_d=+90\text{deg}$ または $-90\text{deg}$ において、 $\text{CSO}_{\text{AM-QAM}} \leq -70\text{dBc}$ （ $b_1 \leq 0.621\text{psec/GHz}$ ）を確保するためには、高調波レベルを $-30\text{dBc}$ 以下に抑圧する必要があることが分かる。

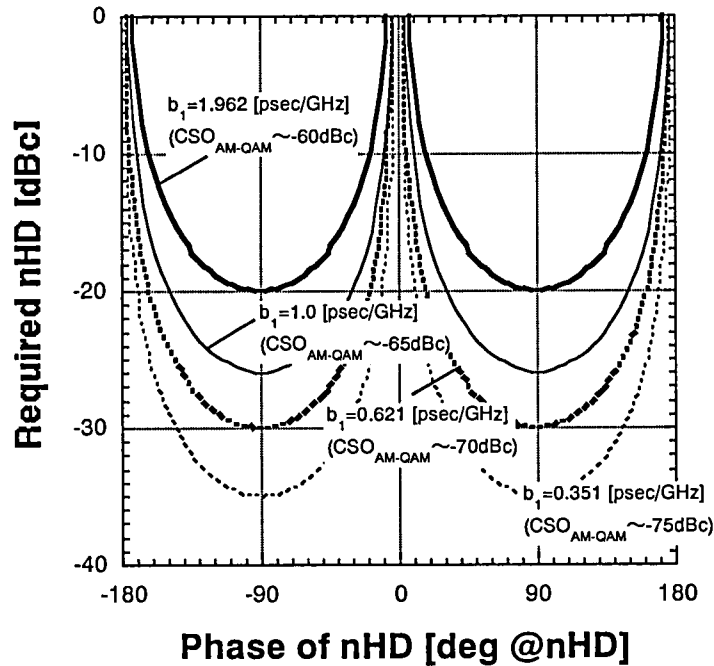


図3-4-14 高調波の許容レベルと同位相の関係（2HD，3HD共通）

図3-4-15には、高調波相對位相差歪理論値（CSO）の高調波位相依存性を示す。なお、高調波レベルを実測値に準じて $-22\text{dBc}$ と仮定した（第3.4.4節参照）。本図より、高調波相對位相差歪は、高調波位相に依存して周期的に増減する性質を示し、例えば当該位相 $\sim -90\text{deg}$ において、 $\text{CSO}_{\text{AM-AM}} \sim -67\text{dB}$ 、 $\text{CSO}_{\text{AM-QAM}} \sim -64\text{dBc}$ の歪を発生させることが分かる。

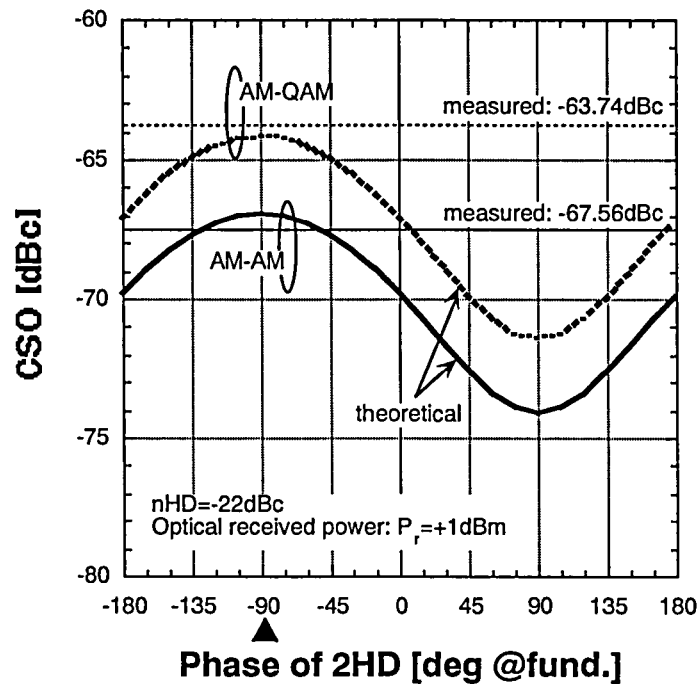


図3-4-15 高調波相対位相差歪（CSO）の高調波位相依存性

#### (b) 実験検証

前述したように、高調波相対位相差歪の大きさは、高調波の位相状態に強く依存する。そこで、当該歪特性を検討するに当たり、AGCアンプで発生する高調波位相を測定した。図3-4-16に、測定系の構成を示す。同一の基準信号（10MHz）に同期した2つの信号源の一方（SG#1）をFM変調信号の搬送波に見立て、直接変調レーザ（LD）を介してDUT：光電変換部（pin-PD／プリアンプ／AGCアンプ）に入力し、他方の信号源（SG#2）から、高調波に相当する周波数の信号を出力する。両信号を各々分岐し、同一長さ（同一遅延量）のケーブルを介してサンプスコープに接続して波形を観測しながら、各分岐点（図中A、B点）において常に同相状態を維持するように可変遅延線（Variable delay#0）を調節する。この状態で、両信号を、DUTからの出力信号とそれぞれミキサに入力し、最大出力電圧を得られる同相時（ミキサへの2入力信号間の相関性最大）の可変遅延線（Variable delay#1および#2）の遅延量を各々測定すれば、当該差分値により基本波・高調波間の相対遅延量（高調波位相）を求めることができる。なお、本測定系の構成では、プリアンプで発生する高調波が誤差要因となるため、光電変換部内のレベルダイヤを最適化して、AGCアンプでのみ高調波が発生するように配慮した。SG#1からの出力信号周波数は、測定系を構成するデバイスの特性を考慮して2.5GHzとした。

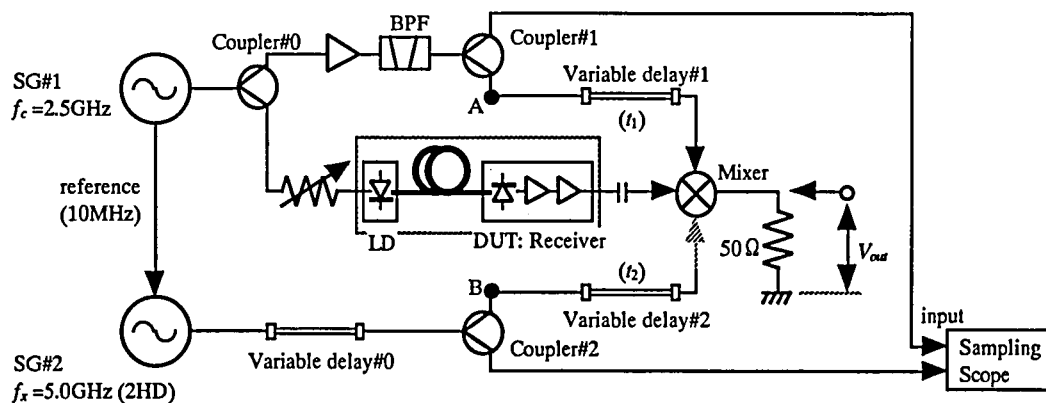
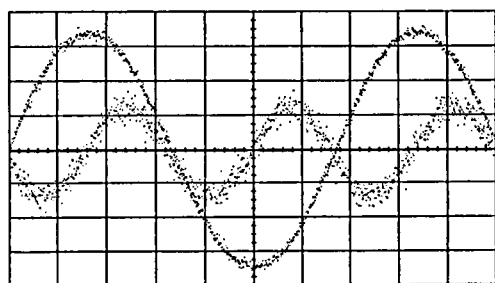


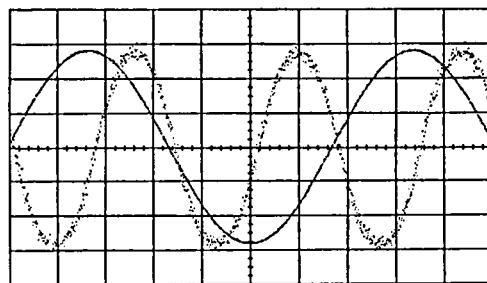
図3-4-16 高調波位相の測定系 構成



図3-4-17に、AGCアンプの2HD位相（2HDおよび基本波波形）の観測例を、図3-4-18に、2HD特性（レベルおよび位相）の光電変換部入力光レベル依存性を示す。本図から、入力光レベルに依存して2HDレベルが増大する一方で、当該位相については-90deg近傍でほぼ一定であることが分かる。



(a) 光電変換部入力光レベル：小 ( $P_r = -11\text{dBm}$ )



(b) 光電変換部入力光レベル：大 ( $P_r = -0.9\text{dBm}$ )

図3-4-17 AGCアンプ・2HD位相 観測例

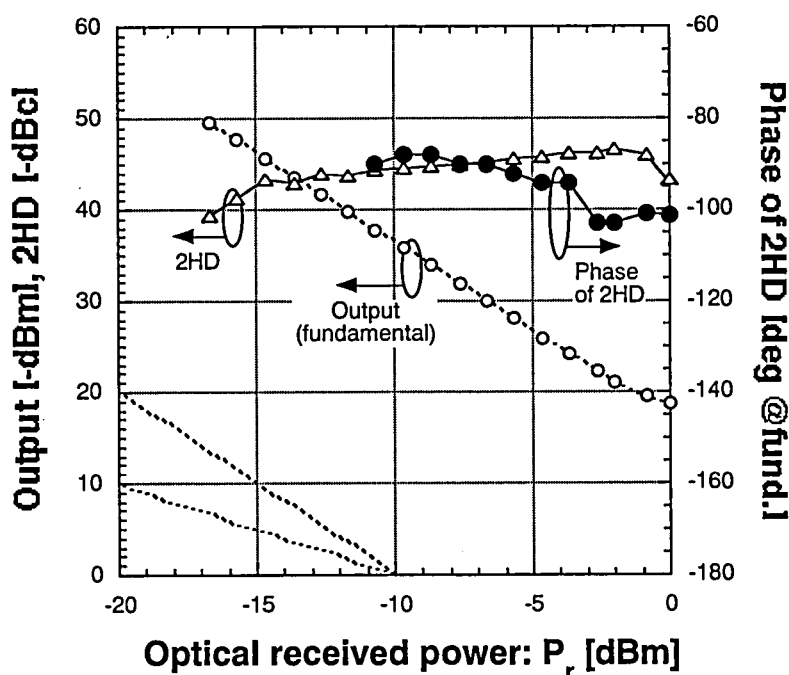


図3-4-18 AGCアンプ・2HD位相の光電変換部入力光レベル依存性（基本波および2HDレベルを併記）

次に、高調波相対位相差歪量を測定し、上述の歪理論値の妥当性を検証する。具体的には、前節3.4.2.2に示した図3-4-5の評価系を用いて、光受信器の受光レベルを小さく ( $P_r = -12\text{dBm}$ )、また光受信器内のレベルダイヤを調整することにより、受光素子 (PD) およびプリアンプの高調波を抑えながら、AGCアンプにおいてのみ高調波が発生する条件下で歪量を測定した。さらに、FM変調器とFM復調器の非直線歪の実測値（附録1参照）と、光受信器（主に、AGCアンプ）の群遅延特性の実測データに基づく群遅延歪理論値（式(3-4-10)および(3-4-16)）を差し引くことにより、高調波相対位相差歪量を抽出した。各歪量の減算に当たっては、総非直線歪について電力則、群遅延歪には電圧則をそれぞれ適用した。なお、AGCアンプで発生する高調波は主に2HDであり（2HD $\sim$ -22dBc, 3HD $\sim$ -50dBc）、高調波相対位相差歪は、2HDのみに起因する。

表3-4-3に、歪測定結果から導出した高調波相対位相差歪量(c)を、2HD位相の実測結果： $\sim 90\text{deg}$ に基づき図3-4-15から抽出した同理論値(d) (CSO) と共に示す。本表において、歪理論値は、測定値に対し極めて高い

整合性を有し、上述の高調波相対位相差歪の発生原理と、同歪理論式(3-4-17)および(3-4-18)の妥当性が分かる。

表3-4-3 光受信器の歪測定値／理論値（AGCアンプ高調波発生時）

[dBc] @373.25MHz	(a) 総直線歪	(b) 群遅延 歪理論値	(c) 高調波 相対位相差歪 抽出値：(a)-(b)	(d) 高調波 相対位相差歪 理論値*
CSO <sub>AM-AM</sub>	-62.59	-69.80	-67.56	-66.95
CSO <sub>AM-QAM</sub>	-59.22	-67.06	-63.74	-64.18
CTB	-59.61	-89.33	-59.90	-

\* 2HD位相：-90deg時

## (2) 高調波帯域群遅延歪[16]

### (a) 理論検討

第3.4.2.2節でも説明したように、本方式における群遅延偏差の主発生部位は、光受信器内のAGCアンプである。そのため、図3-4-19に示すように、AGCアンプより前段に位置するプリアンプで発生した高調波は、AGCアンプの群遅延特性の影響を受けた後、FM復調器に入力する。高調波は、基本波と同様に瞬時周波数が変動する上、基本波以上に広帯域なスペクトルを有するため、高調波帯域の群遅延偏差によって、その位相状態は大きく変化すると考えられる。従って、前節と同様に、FM復調器の識別点から見た合成波の位相特性（遅延特性）を導出するに当たっては、高調波のレベルおよび初期位相条件に加えて、高調波帯域におけるAGCアンプの群遅延特性をも考慮する必要がある。

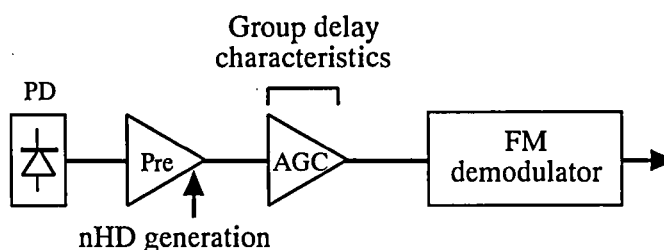


図3-4-19 プリアンプで発生する高調波

高調波帯域の群遅延特性が合成波の位相特性に及ぼす影響は、図3-4-12に示した高調波位相と合成波の識別位相偏差の関係（ $D \sin \theta_d$ ）を、群遅延特性の写像関数として利用することにより見積もることができる。即ち、図3-4-20に示すように、高調波の搬送波位相 $\theta_{nc}$ [rad]（周波数 $n \cdot f_c$ ）を中心に、高調波帯域の群遅延特性を基本波帯域へ写像する。これを合成波の群遅延特性（以下、“等価帯域内群遅延特性”と呼称する）と見なし、前述の群遅延歪理論式(3-4-10)および(3-4-16)を適用すれば、高調波帯域群遅延歪量を算出できる。

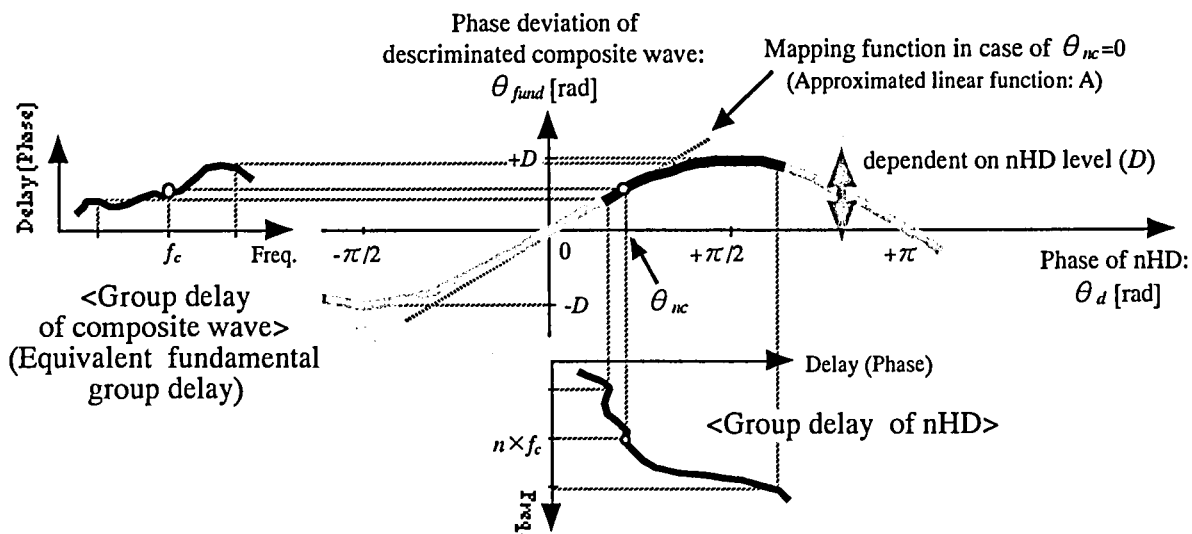


図3-4-20 等価帯域内群遅延特性の考え方

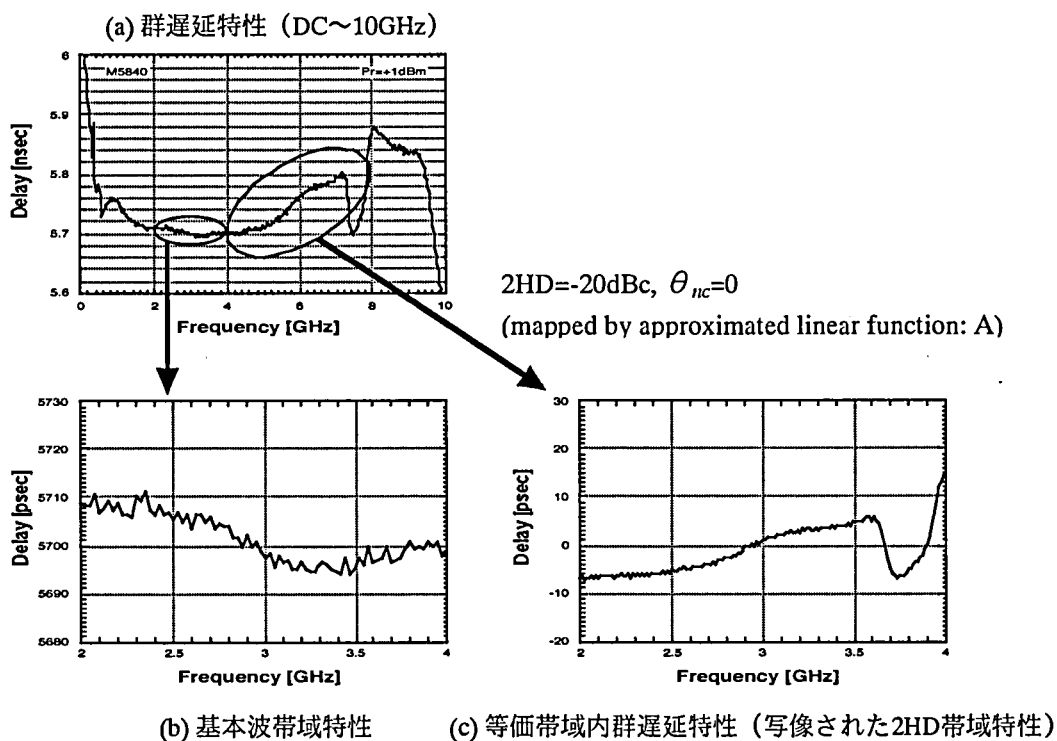


図3-4-21 基本波帯域および高調波帯域の群遅延特性の関係

図3-4-21の群遅延特性の実測データを例に、高調波帯域群遅延歪の算出方法をより具体的に説明する。例えば、2HDの初期位相が基本波と同相の場合 ( $\theta_{2c}=0$ ) を想定すると、本図(a)の2HD帯域 (約4~6GHz) の群遅延特性は、これを基本波帯域 (約2~3GHz) に写像することによって、同図(c)に示すような群遅延特性として等価的に扱うことができる。なお、2HDレベル: -20dBcとし、取り扱いを簡単化するため、高調波帯域から基本波帯域への写像関数として、図3-4-20中の近似直線Aを用いた。このように導出した等価帯域内群遅延特性(c)と、基本波帯域群遅延特性(b)とを加え合わせることで、高調波帯域を含む全帯域の群遅延特性 (以下、"総等価群遅延特性" と呼称する) を求め、これに基づき歪量を算出できる。本図(c)から、高調波

帯域の群遅延偏差の大きさは、基本波帯域へ写像することにより、高調波レベルに依存して実質的に抑圧されることが分かる。また、基本波帯域群遅延特性と等価帯域内群遅延特性の周波数依存性（傾き）が逆極性であれば、高調波発生時において両特性の間で相殺効果が生じ、歪特性が改善されることが推察できる。

図3-4-22には、2HD帯域の群遅延特性を含めた”総等価群遅延歪”理論値の2HD位相依存性を示す。図3-4-15と同様に、歪理論値は、2HD位相に依存して大きく変動し、特に2HD位相が $-70\sim-130\text{deg}$ の範囲では、基本波帯域群遅延特性と等価帯域内群遅延特性との相殺現象により総歪量が改善する傾向を示している。例えば、2HD位相条件： $\sim-90\text{deg}$ で、 $\text{CSO}_{\text{AM-QAM}}\sim-64\text{dBc}$ の歪を発生することが分かる。

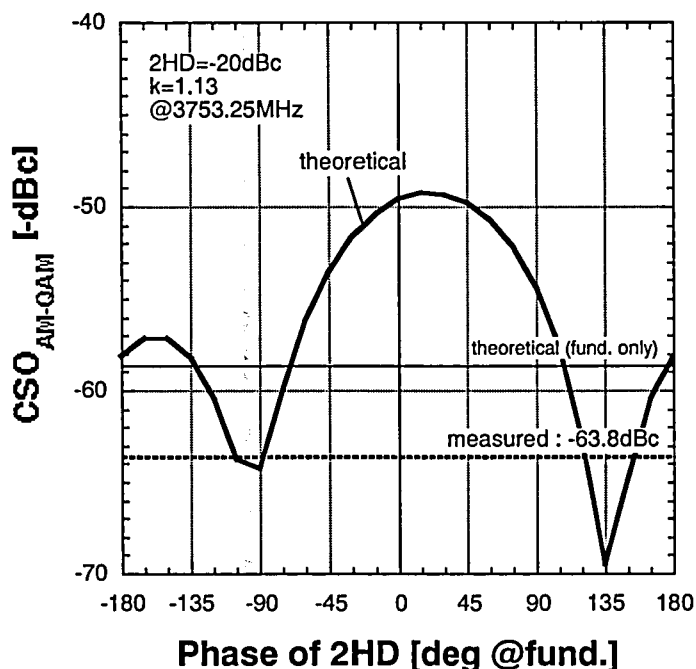


図3-4-22 総等価群遅延歪（ $\text{CSO}_{\text{AM-QAM}}$ ）の2HD位相依存性

#### (b) 実験検証

前述したように、高調波帯域群遅延歪は、高調波のレベルおよび初期位相と、AGCアンプの群遅延特性によって決定される。当該歪特性を検討するに当たり、まずプリアンプで発生する高調波位相を、図3-4-16と同様の方法を用いて測定した。図3-4-23に、2HD特性の光電変換部入力光レベル依存性を示す。本図から、プリアンプの2HD位相は、入力光レベルに依存して変化するが、FM復調動作に対する影響が大きいと考えられる領域（ $2\text{HD}\geq-20\text{dBc}$ ）では $-100\sim-90\text{deg}$ であることが分かる。

次に、プリアンプの高調波発生時における群遅延歪を測定し、上述の歪理論値の妥当性を検証する。図3-4-5の評価系を用いて、プリアンプで発生する高調波レベルが最も大きくなる（ $2\text{HD}\geq-20\text{dBc}$ ）最大受光レベル条件： $P_r=+1\text{dBm}$ で歪量を測定した。表3-4-4に、歪測定値(a-ii)を、総等価群遅延歪理論値(b-iii)と共に示す。なお、参考として、光受信器内で高調波が殆ど発生しない小受光レベル時（ $P_r=-12\text{dBm}$ ）の歪測定値(a-i)と、これに対応する基本波帯域群遅延特性から算出した群遅延歪理論値(b-i)、最大受光レベル時の基本波帯域群遅延特性から算出した歪理論値(b-ii)を併記した。

小受光レベル時において、基本波帯域群遅延歪理論値(b-i)は、測定値(a-i)に対し誤差約3dB以内の良好な整合性を示すが、大受光レベル時には、測定値(a-ii)と理論値(b-ii)の差異は5dB程度まで拡大し、高調波帯域の影響が現れていることが分かる。これに対して、図3-4-22から抽出した総等価群遅延歪理論値(b-iii)は、歪測定値(a-ii)と1dB以内の精度で整合し、当該歪理論の妥当性が明らかである。

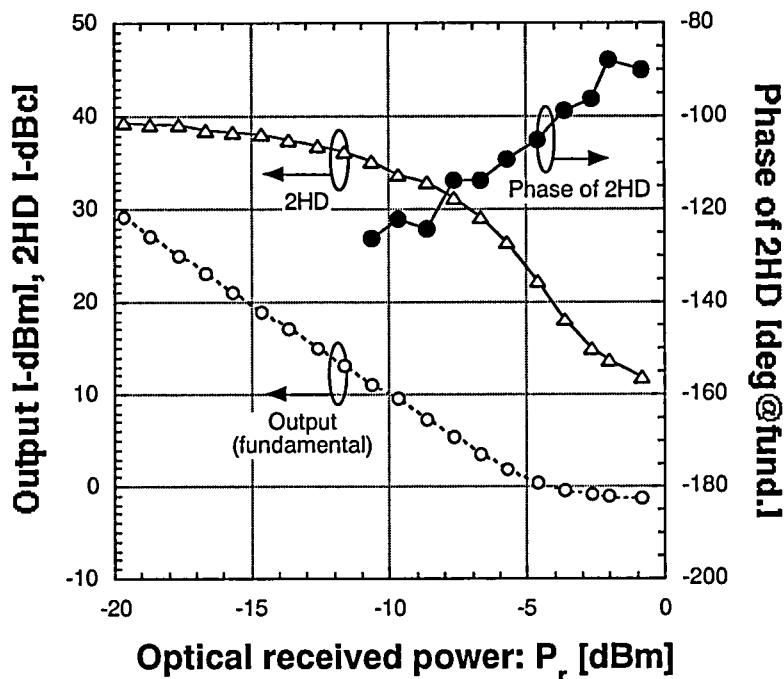


図3-4-23 プリアンプ・高調波位相の光受信器入力光レベル依存性

表3-4-4 光受信器の歪測定値／理論値（プリアンプ高調波非発生時／発生時）

[dBc] @373.25MHz	(a) 歪測定値 [dBc]		(b) 歪理論値 [dBc]		
	(i) $P_r = -12\text{dBm}$	(ii) $P_r = +1\text{dBm}$	基本波帯域群遅延特性のみ考慮		(iii) 2HD帯域 群遅延特性 を考慮*
			(i) $P_r = -12\text{dBm}$	(ii) $P_r = +1\text{dBm}$	
CSO <sub>AM-AM</sub>	-53.5	-62.80	-52.94	-59.54	-63.03
CSO <sub>AM-QAM</sub>	-50.3	-63.80	-53.51	-58.98	-64.24
CTB	-61.8	-57.30	-	-	-

\* 2HD位相：-90deg時

### 3.4.4 考察

FM伝送路の歪特性に関する検討結果を、図3-4-24を用いて総括する。既述のように、本方式は、光送信器内に分散補償ファイバを備え、また光受信器の受光素子は高い線形性を有するため、FM伝送路の歪特性として、以下の5項目を考慮すれば良い。

- ・基本波帯域群遅延歪 ( $G_1$ )
- ・高調波帯域群遅延歪
  - a) 2HD帯域群遅延歪 ( $G_2$ : プリアンプの2HDに起因)
  - b) 3HD帯域群遅延歪 ( $G_3$ : // 3HDに起因)
- ・高調波相対位相差歪 ( $E$ )
  - a) 2HD相対位相差歪 (AGCアンプの2HDに起因)
  - b) 3HD相対位相差歪 ( // 3HDに起因)

受光レベル条件：-15～0dBmの広いダイナミックレンジを確保する本方式では、小受光レベル時と大受光レベル時で、光受信器内のFM伝送路特性が変化するため、個別に検討を行う必要がある。即ち、小受光レベ

ル時は、光受信器の非線形性に起因した高調波が小さいため、基本波帯域の群遅延特性のみから、式(3-4-10)および(3-4-16)を用いて歪特性を求められる。一方、大受光レベル時には、プリアンプまたはAGCアンプにおいて高調波が増大するため、各高調波成分に起因した直線歪と基本波帯域群遅延歪との和によって歪特性を算出する必要がある。具体的には、プリアンプの高調波レベルと初期位相、およびAGCアンプの群遅延特性から図3-4-20の関係を用いて等価帯域内群遅延特性を導出し、これに式(3-4-10)、(3-4-16)を適用することで、プリアンプの高調波に起因した直線歪を求める。また、AGCアンプの高調波による高調波相対位相差歪については、当該初期位相条件を、式(3-4-17)、(3-4-18)に代入して算出する。

表3-4-5に、光受信器の高調波レベルの測定結果を示す。高調波特性は、使用するデバイスの性能に依存して改善することは容易ではないが、デバイスの選別とレベルダイヤの最適化を行い、各高調波成分を極力抑圧した。本表から分かるように、FM復調器に入力する高調波成分は、大受光レベル時にプリアンプの出力飽和によって生じる2HDが支配的（～-22dBc）で、当該3HDと、AGCアンプの2HDおよび3HDに関しては、いずれも直線歪抑圧の観点から見た許容条件：-30dBc以下（図3-4-26参照）を満足している。これにより、FM伝送路の歪特性としては、基本波帯域群遅延歪（ $G_1$ ）と、2HD帯域群遅延歪（ $G_2$ ）のみを考慮すれば良いことが分かる。

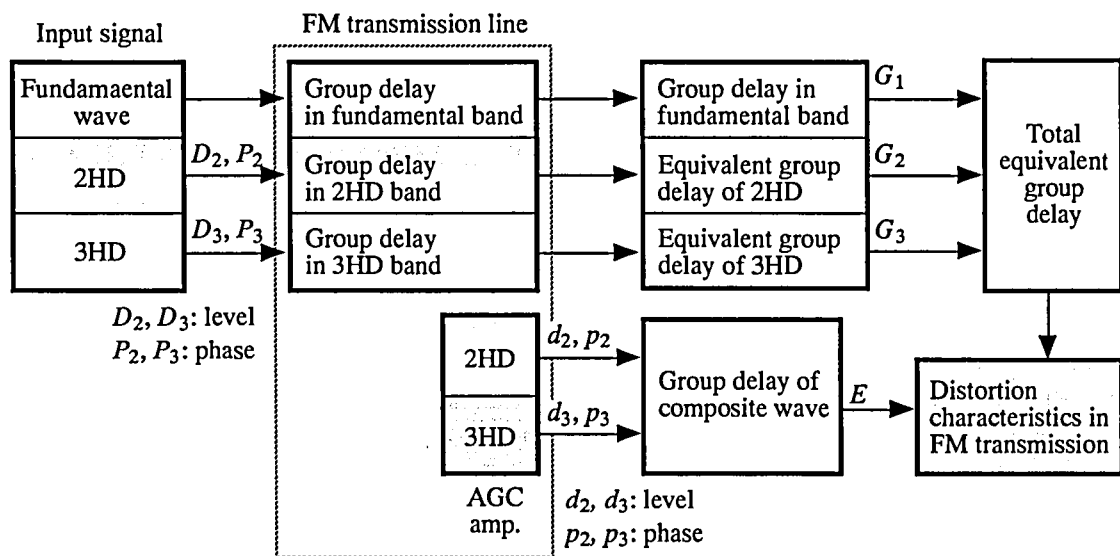


図3-4-24 FM伝送路の歪特性の導出

表3-4-5 光受信器の高調波レベル 測定結果

[dBc]		光送信器	光受信器		
			受光素子	プリアンプ	AGCアンプ
小受光レベル時 ( $P_r = -12\text{dBm}$ )	2HD	-36.1	-57.9	-44.8	-45.6
	3HD	-35.8	$\leq -70$	-68.5	$\leq -70$
大受光レベル時 ( $P_r = +1\text{dBm}$ )	2HD	-36.1	-34.7	-21.5	-32.2
	3HD	-35.8	-38.9	-33.0	-35.8

以上の結果に基づき、試作したAM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド光伝送装置の歪特性の測定結果を、図3-4-25に示す。AM帯の全チャンネルに亘り、CSO（AM-AMキャリア間） $\leq -55\text{dBc}$ 、CSO（AM-QAMキャリア間） $\leq -51\text{dBc}$ 、CTB $\leq -54\text{dBc}$ の良好な性能が得られることが分かる。

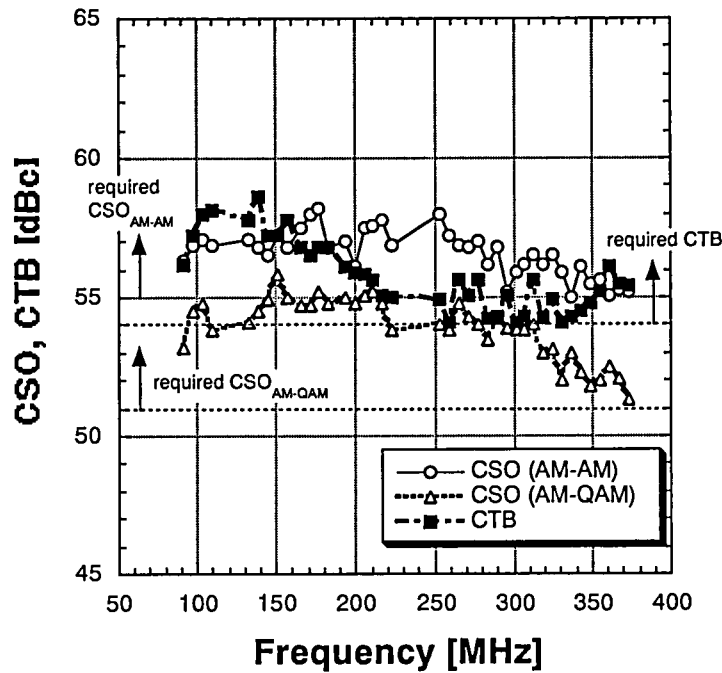


図3-4-25 AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド光伝送の歪特性（AM帯、大受光レベル時）

#### 3.4.5 まとめ

FM一括変換型光伝送方式の歪要因の抽出を行い、各要因が歪特性に及ぼす影響を解析した。特に、FM伝送路で生じる分散性の直線歪に関して、カーソンの可変周波数理論を多チャンネル・広帯域FM伝送に適用し、測定値に対し極めて高い精度を有する群遅延歪理論を構築した。また、FM復調器におけるFM変調信号の識別動作に起因して直線歪が発生することを明確化すると共に、高調波成分がFM復調器に混入した際の直線歪特性を解析した。即ち、当該直線歪量の主要パラメータとして、高調波成分のレベルおよび位相状態と、高調波帯域の群遅延特性を抽出し、等価帯域内群遅延特性の考え方を導入することによって、当該歪特性を明らかにすると共に、高調波成分の許容レベル：-30dBc以下を明らかにした。

なお、附録1では、FM復調効率の非線形性に起因した非直線歪要因を定量化し、附録2において、大光変調度時の波長分散特性の理論解析を行い、広帯域FM信号の高調波発生および光変調度低下現象を明らかにすると共に、分散補償条件を導出している。さらに、附録3で、これら歪要因の評価／検討結果に基づいて、各構成ブロックに対する歪配分とFM伝送路特性の仕様化について検討している。

### 3.5 伝送帯域幅

FM一括変換型光伝送方式では、伝送信号を広帯域化する程、CNR特性を改善し、多重反射耐性を向上して、その優位性を高めることができる。一方、経済性が重視されるアクセスシステムにおいて、その構成要素として、過剰な広帯域性を有した高価なデバイスを使用することは好ましくなく、できる限り低廉なものを用いて実現することが要求される。

FM伝送に関する周波数帯域幅に言及したものとしては、第3.3節のCNR設計に際して暫定的に適用した駒井・カーソン則[23]が広く知られている。本法則は、FM音声を損失なく効率的に伝送するために、電力搬送の考え方に基づき必要なスペクトル帯域幅を規定したものであるが、帯域幅と伝送品質との定量的関係を既述していないため、所望の信号品質に対して必要十分な帯域幅を具体的に知ることができない。

以上のような背景から、本方式の性能と経済性を両立するために、FM変調信号の帯域幅と伝送品質との関係を定量化し、広帯域FM伝送における所要帯域幅を明らかにする必要がある。

本節では、CNR特性の観点から、広帯域FM伝送に必要となる周波数帯域幅を導出する。具体的には、FM復調器における強度雑音／位相雑音変換現象と、帯域制限による信号振幅抑圧効果の組み合わせによって、帯域制限によるCNR劣化特性をモデル化／定式化し、所望のCNRを確保するための帯域幅を明確化する。

なお、附録4（第3.5.5節）には、第3.4.2節で構築した群遅延歪理論を利用して、歪特性から見た所要帯域幅に関する検討を行っているので、参照頂きたい。

#### 3.5.1 FM復調過程における位相雑音の発生[17][29]

図3-4-7に示したように、FM復調器は、FM変調信号を識別（パルス化）し、当該2出力の一方に所定の遅延量 $T_p$ を与えた後、両信号の積をとる遅延検波方式により、線形性に優れた復調動作を実現するが、このような復調原理に起因して特有の雑音増加を招く可能性がある。

以下では、FM復調器への入力信号が有する強度雑音成分が位相雑音に変換される現象を、パルス変調信号のジッタ評価手法として提案された「等価雑音パルス」[27][28]を用いて検討する。さらに、広帯域FM信号のスペクトルの一部が帯域制限により瞬時的に抑圧される点に注目し、当該効果が過剰な位相雑音を発生させるという考え方を導入することによって、帯域制限時のCNR劣化現象をモデル化し、当該モデルに基づいて帯域幅とCNRの関係を定量化して、CNR特性から見た所要帯域幅を明らかにする。

解析を簡単化するため、FM復調器に入力するFM変調信号を瞬時的な正弦波（瞬時振幅 $b$ 、瞬時周波数 $f$ ）と見なして、FM復調動作をモデル化する（単一正弦波モデル）。図3-5-1に、FM復調器における各部の信号波形を模式的に示すと共に、これを用いて復調過程における強度雑音／位相雑音変換現象を説明する。ここで、FM復調器は、入力信号(a)（立ち上がり角 $\theta$ は、 $f$ および $b$ の関数）に対して所定のレベル $V_{th}$ で識別することにより立ち上がりタイミングの検出を行い、同タイミングで所定幅 $T_p$ のパルス列(c)（振幅 $c$ ）を生成するものとする。



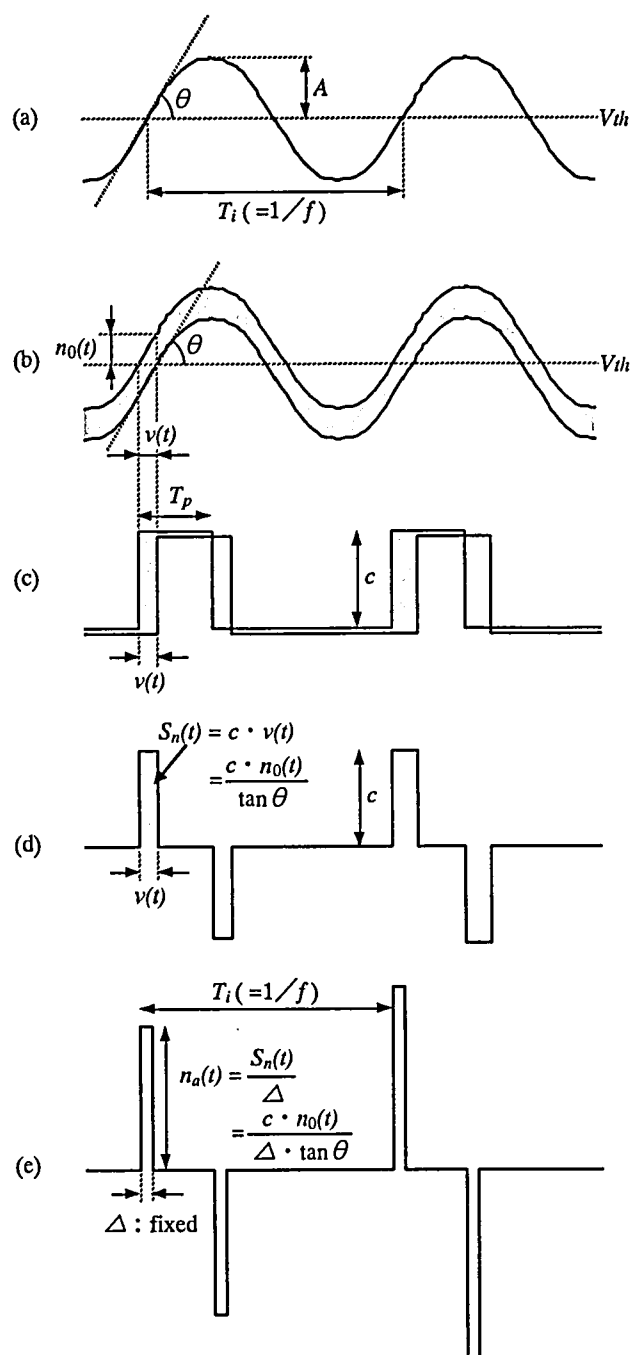


図3-5-1 FM復調過程における位相雑音の発生原理 模式図（単一正弦波モデル）

図3-5-1(b)に示すように、FM復調器への入力信号が振幅方向の揺れ（強度雑音） $n_0(t)$ を有する場合、初段ゲートの識別動作によって、識別後のパルス化信号(c)は位相雑音（ジッタ） $v(t)$ を伴う。この位相雑音 $v(t)$ の大きさは、入力信号の立ち上がり角 $\theta$ に依存して、次式(3-5-1)で与えられる。

$$\begin{aligned}
 v(t) &= \frac{n_0(t)}{\tan \theta} \\
 &\cong \frac{n_0(t)}{2\pi f A}
 \end{aligned}
 \tag{3-5-1}$$

上式(3-5-1)より、入力信号の（瞬時）振幅 $A$ が小さい程、あるいは（瞬時）周波数 $f$ が低い程、パルス化後の位

相雑音 $v(t)$ が増大することが分かる。FM変調信号の位相雑音は、復調信号のCNRを劣化させることから、この復調過程で発生する位相雑音も、CNR劣化を生じさせると考えられる。ここで、入力信号に重畳される強度雑音 $n_0(t)$ を白色雑音とすると、その平均電力は、次式(3-5-2)で表される。

$$\overline{n_0^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T n_0(t)^2 dt \quad (3-5-2)$$

図3-5-1(c)のパルス化信号（振幅 $c$ ）が有する位相雑音成分（ハッチング部）のみを抽出し、同図(d)に示す。当該位相雑音の総電力を保持しつつ、一定幅 $\Delta$ のパルス信号：「等価雑音パルス」として表現し、図3-5-1(e)に示す。この等価雑音パルス（振幅 $n_a(t)$ ）の自己相関関数 $R_{na}(\tau)$ は、その定義から、 $\tau=0, \pm T_p$ のそれぞれに頂点を持つ3つの三角形で表現され、各頂点の高さ $R_{na}(0), R_{na}(+T_p), R_{na}(-T_p)$ は、次式(3-5-3)で表される。

$$\begin{aligned} R_{na}(0) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T n_a(t)^2 dt \\ &= 2 \frac{1}{\Delta^2} \left( \frac{c}{\tan \theta} \right)^2 \frac{\Delta}{T_i} \overline{n_0^2} \end{aligned} \quad (3-5-3a)$$

$$R_{na}(+T_p) = R_{na}(-T_p) = -\frac{1}{2} R_{na}(0) \quad (3-5-3b)$$

上式(3-5-3)で表現される自己相関関数 $R_{na}(\tau)$ をフーリエ変換することによって、等価雑音パルス（位相雑音成分 $v(t)$ ）の電力スペクトル密度を、次式(3-5-4)のように求めることができる。

$$\begin{aligned} P_{na}(f_x) &= \mathfrak{F} \{ R_{na}(\tau) \} & \mathfrak{F} : \text{フーリエ変換} \\ &= 2K_i^2 \overline{n_0^2} f \text{sinc}^2(\pi f_x \Delta) (1 - \cos 2\pi f_x T_p) \\ &\cong 2K_i^2 \overline{n_0^2} f (1 - \cos 2\pi f_x T_p) \quad (\Delta \rightarrow 0) \end{aligned} \quad (3-5-4)$$

$$\text{但し, } K_i = \frac{c}{\tan \theta} \quad (3-5-5)$$

さらに、周波数 $f$ の信号をFM復調した際に、周波数 $f_x$ に生じる雑音量 $N_{rms}^2(f, f_x)$ は、上式(3-5-4)に従って次式(3-5-6)で定義できる。

$$N_{rms}^2(f, f_x) = 2K_i^2 \overline{n_0^2} f (1 - \cos 2\pi f_x T_p) B_{ch} \quad (3-5-6)$$

ここで、 $B_{ch}$ は、復調信号の雑音帯域幅（FDM信号のチャンネル当たり帯域幅）[Hz]である。 $f_x \cdot T_p \ll 1$ であるため、FM復調出力の雑音量 $N_{rms}^2(f, f_x)$ は、周波数 $f_x$ と共に増大する性質を有することが分かる。

以上の単一正弦波モデルによる検討結果に基づいて、FM変調信号入力時のFM復調器の位相雑音特性をさらに検討する。上述のように、FM復調出力における雑音量は、入力信号周波数に依存する性質を示すため、FM変調信号のように、当該周波数 $f$ が時間的に変化する信号を入力すると、上式(3-5-6)で表される位相雑音量 $N_{rms}^2(f, f_x)$ も時間的に変動すると考えられる。一般に、雑音量は、時間的な平均電力として定義、観測されるため、このように時間変動する雑音に対しては、当該発生確率に応じて加重平均することによって、当該電力を求めることができる。

広帯域FM信号の各周波数成分の発生確率、即ち電力スペクトル密度 $P(f)$ は、第3.3.2節や第3.4.2節で説明したように、ガウス分布に準じた形状を成す。ここでは、式(3-3-26)と同様に、 $P(f)$ を簡易的に次式(3-5-7)（ガウス関数）で定義する。

$$P(f) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(f-f_c)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (3-5-7)$$

上式(3-5-7)で表現されるFMスペクトルの各周波数 $f$ 成分毎に、当該周波数に重畳された白色雑音 $n_0^2$ がそれぞれ位相雑音に変換されると考えると、それらを当該発生確率 $P(f)$ に応じて重み付けの上積算（積分）することによって、周波数 $f_x$ に生じる全雑音量 $N_{total}^2$ を、次式(3-5-8)のように表すことができる。

$$N_{total}^2(f_x) = \int_{-\infty}^{\infty} N_{rms}^2(f, f_x) P(f) df \quad (3-5-8)$$

### 3.5.2 帯域制限による位相雑音の増大[30]

前節で検討したFM復調器の強度雑音／位相雑音変換現象において，入力信号振幅が小さい程，位相雑音が増大する性質（式(3-5-1)）に着目し，また，FM変調信号に対する帯域制限を，当該高周波成分の振幅抑圧効果と考えることによって，帯域制限時の雑音増大現象を説明する．また，広帯域FMスペクトルの形状に応じて位相雑音の発生確率を重み付けすることにより，広帯域FM信号を帯域制限した際に生じるCNR劣化特性を明らかにする．

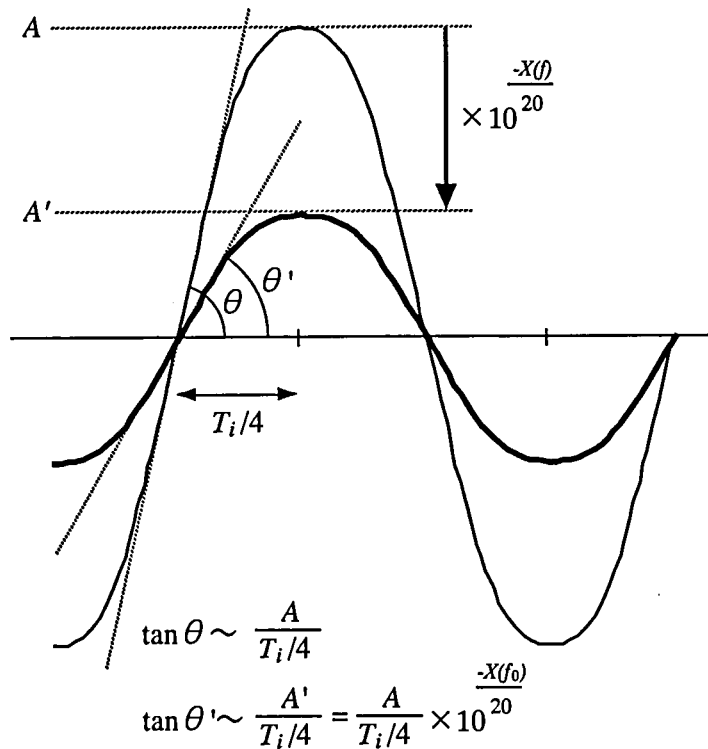


図3-5-2 振幅抑圧によるFM変調信号の立ち上がり角の減少

単一正弦波モデルにおける帯域制限による振幅抑圧量を，周波数 $f$ において $X(f)$ [dB]とすると，当該周波数の信号（正弦波）振幅は，図3-5-2に示すように $10^{X(f)/20}$ 倍に抑圧されて（ $A \rightarrow A'$ ， $A > A'$ ），立ち上がり角が減少し（ $\theta \rightarrow \theta'$ ），当該立ち上がり量（ $\tan \theta$ ）は，次式(3-5-9)と(3-5-10)のように表される．

・基準状態（帯域制限なし）：

$$\tan \theta \cong \frac{A}{T_i/4} \quad (3-5-9)$$

・帯域制限時：

$$\tan \theta' \cong \frac{A'}{T_i/4} = \frac{A}{T_i/4} 10^{-\frac{X(f)}{20}} \quad (3-5-10)$$

上式(3-5-9)，(3-5-10)より，帯域制限時には，式(3-5-6)中のパラメータ $K_f$ が増大し（ $K_f \rightarrow K_f'$ ， $K_f < K_f'$ ），雑音量 $N_{rms}^2(f, f_x)$ が増加することが分かる．従って，帯域制限（信号振幅抑圧）による雑音増加量（CNR劣化量） $D_{noise}$ [dB]は，帯域制限のない状態を基準として，次式(3-5-11)のように表現できる．

$$D_{noise}(f_x) [\text{dB}] = 10 \log \left\{ \frac{N_{rms}^2(f, f_x)}{N_{rms}^2(f, f_x)} \right\} \quad (3-5-11)$$

$$\text{但し, } N_{rms}^2(f, f_x) = 2K_i^2 n_0^2 f (1 - \cos 2\pi f_x T_p) B_{ch} \quad (3-5-6)$$

$$K_i = \frac{c}{\tan \theta} \quad (3-5-5)$$

以上の検討結果に基づき、広帯域FM信号に対する帯域制限時のCNR劣化特性について、さらに検討を行う。伝送系の伝達関数 $G(f)$ として、図3-5-3に示すように、高域カットオフ周波数 $f_a$ 、遮断帯域における周波数当たりの減衰比 $\alpha$  [dB/Hz]、および透過損失 $X(f)$  [dB]で表現される簡易なモデルを想定する。この伝送系を伝搬した広帯域FM信号を復調する際に生じる全雑音量は、FMスペクトルの各周波数 $f$ 成分に対する振幅抑圧効果（ $-X(f)$  [dB]）に起因した位相雑音量を、当該電力スペクトル密度 $P(f)$ に応じて積算することによって求めることができる。即ち、帯域制限時の全雑音量 $N'_{total}$ は、上式(3-5-6)および(3-5-5)を用いて、次式(3-5-8)で表わされる。

$$N'_{total}(f_x) = \int_{-\infty}^{\infty} N_{rms}^2(f, f_x) P(f) df \quad (3-5-8)$$

従って、広帯域FM信号に対する帯域制限時の雑音増加量（CNR劣化量） $D_{noise}$  [dB]は、式(3-5-8)と(3-5-8)を用いて、次式(3-5-11)のように表現できる。

$$D_{noise}(f_x) [\text{dB}] = 10 \log \left\{ \frac{N'_{total}(f_x)}{N_{total}(f_x)} \right\} \quad (3-5-11')$$

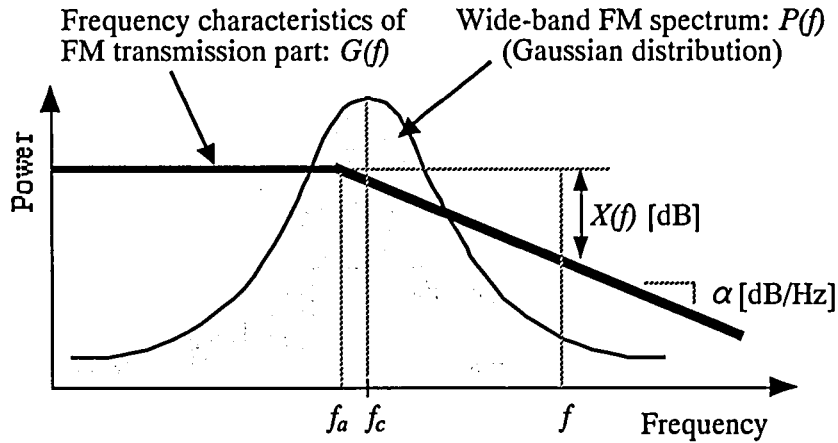


図3-5-3 帯域制限効果を有する伝送系の伝達関数（周波数特性） 検討モデル

### 3.5.3 CNR劣化特性と所要帯域幅

本方式における主な帯域制限要因は、FM伝送路の伝送帯域制限とFM復調器の動作帯域制限である。本節では、この2つの要因によるCNR劣化特性を、実験と理論により評価、検討する。

#### 3.5.3.1 三角雑音

式(3-5-6)で表されるFM復調器の雑音量 $N'_{rms}(f, f_x)$ は、評価周波数 $f_x$ （数十MHz～数百MHz）とパルス幅 $T_p$ （～80psec）の実条件を考慮すると、次式(3-5-12)のように近似できる。

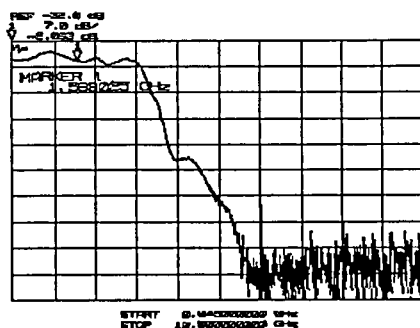
$$N'_{rms}(f, f_x) \approx 2K_i^2 n_0^2 f (2\pi T_p)^2 f_x^2 B_{ch} \quad (3-5-12)$$

但し,  $2\pi f_x T_p \ll 1$

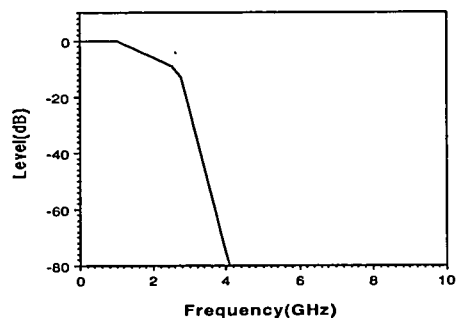
上式(3-5-12)は,  $f_x$ の2乗に比例して雑音レベルが上昇する, いわゆる「三角雑音」の性質を表す. そこで, 以下では, FM復調器で発生する位相雑音を, FM伝送における三角雑音と同義と見なして, 帯域制限のない基準状態のCNR特性を, 式(3-3-10) (第3.3.1節)で, 当該特性を基準とした帯域制限によるCNR劣化量を, 式(3-5-11)でそれぞれ定義する.

### 3.5.3.2 FM伝送路の帯域制限によるCNR劣化

図3-5-4(a)に示す高域カットオフ特性を有する電気アンプ (帯域 $\sim 3\text{GHz}$ )をFM伝送路に挿入し, CNR特性を評価した. 図3-5-5に, 評価系の構成を, 表3-5-1に, 検討条件を示し, 図3-5-6には, FM搬送波周波数 $f_c$ をパラメータとして, CNRの周波数偏移量依存性の測定結果を示す. 本図において, CNR特性は, 周波数偏移量 $\Delta F$ の増大と共に上昇し, 一旦ピークを示した後劣化するという特徴を有している. また,  $f_c$ に対する依存性に関しては,  $f_c=1.75\sim 2.25\text{GHz}$ の領域では, 高周波化に伴い全体にCNRは改善されるものの, それ以上に $f_c$ を上昇させると飽和, 劣化に転じるという特有の傾向を示している.



(a)測定結果



(b)理論検討で使用了特性

図3-5-4 電気アンプの周波数特性

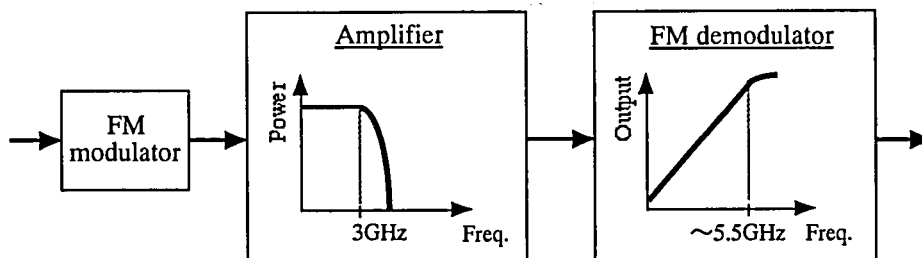


図3-5-5 FM伝送帯域制限によるCNR劣化特性 評価系

表3-5-1 FM伝送帯域制限によるCNR劣化特性 検討条件

項目		数値等
FDM信号	キャリア数 ( $N$ )	40 (AM-FDM, 90~350 MHz)
	雑音帯域幅 ( $B_{ch}$ )	6 MHz/ch
FM変調器	位相雑音 ( $\Delta v_f$ )	70 kHz
光送信器	光変調度 ( $m_{opt}$ )	90 %
光受信器	最小受光レベル ( $P_r$ )	-15 dBm
	受信光信号・RIN	-140 dB/Hz
	APD・変換効率 ( $R$ )	0.6 A/W
	APD・増倍率 ( $M$ )	7
	入力換算雑音電流密度 ( $I_n$ )	13 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

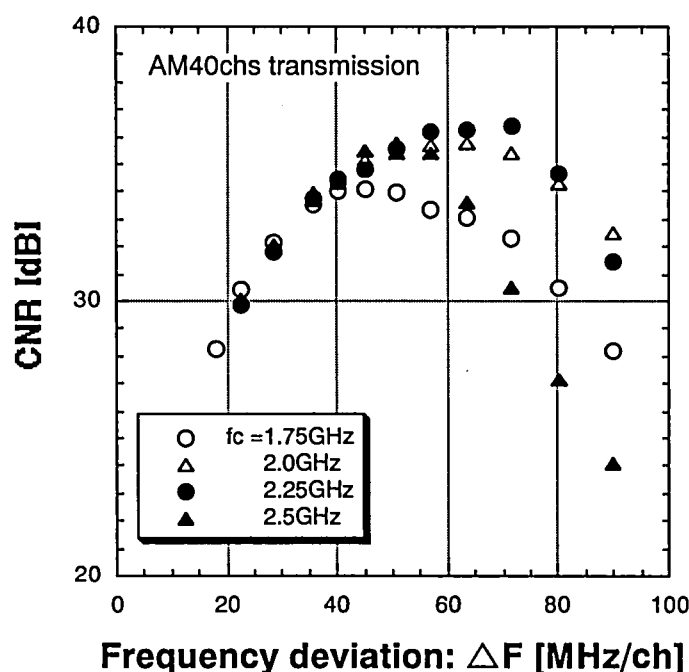
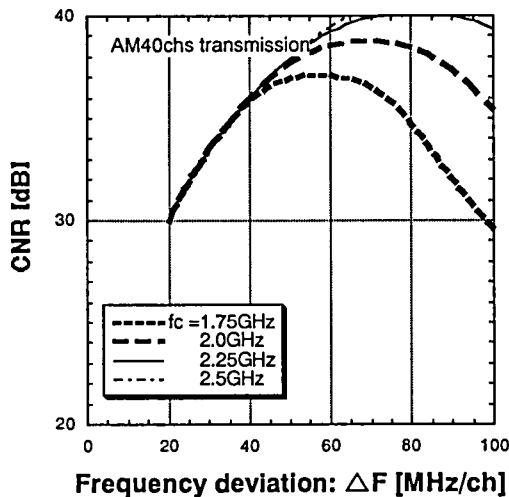
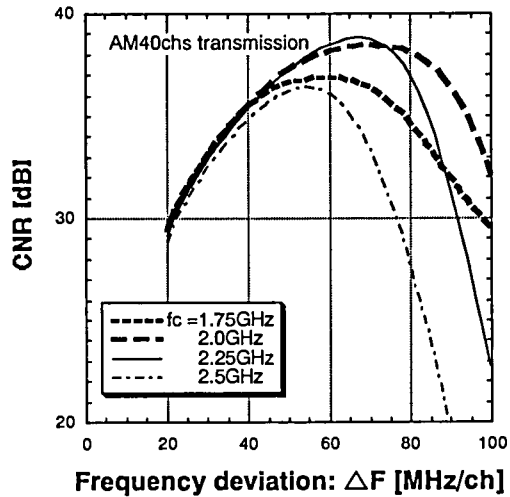


図3-5-6 FM伝送帯域制限時のCNRの周波数偏移量依存性 測定結果

図3-5-7に、CNR理論値の周波数偏移量依存性を示す。なお、電気アンプの周波数特性を、図3-5-4(b)のようにモデル化し、帯域制限以外のCNR劣化要因として、FM変調信号の高調波成分、残留FM信号スペクトルを考慮した（第3.3.2節参照）。図3-5-7(a)は、帯域制限効果を導入しない場合のCNR理論値で、FM搬送波周波数 $f_c$ の上昇に伴って測定結果に見られる特有の傾向を説明できない。これに対して、図3-5-7(b)に示すように、帯域制限効果（式(3-5-11)）を導入した場合には、 $\Delta F$ または $f_c$ の増加に伴うCNRの上昇／飽和／劣化という測定結果の特徴を良く表し、当該CNR理論の妥当性が分かる。



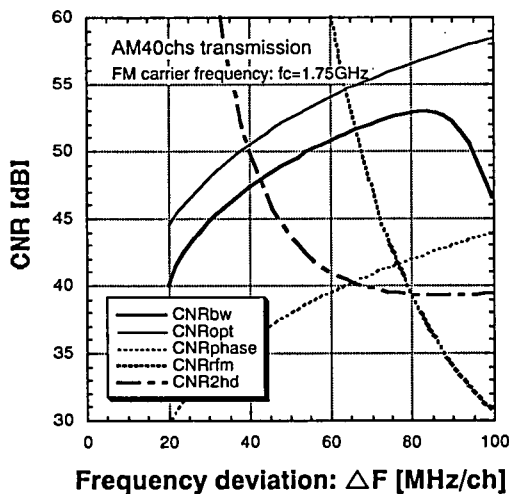
(a) 帯域制限効果 非導入時



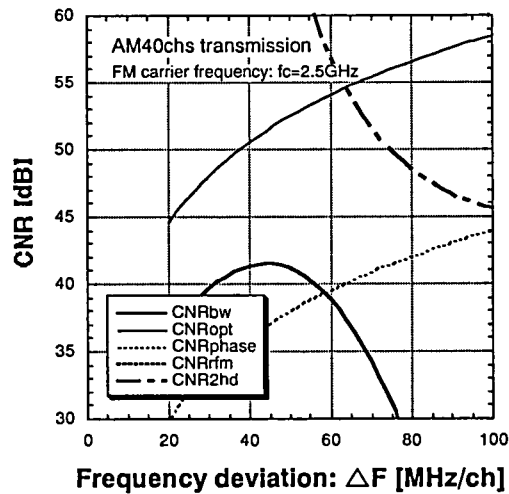
(b) 帯域制限効果 導入時

図3-5-7 FM伝送帯域制限時のCNRの周波数依存性 理論値

さらに、図3-5-7(b)における各CNR要因の内訳（帯域制限： $CNR_{bw}$ 、位相雑音： $CNR_{phase}$ 、強度雑音： $CNR_{opt}$ 、2HD： $CNR_{2hd}$ 、残留FM信号スペクトル： $CNR_{rfm}$ ）を、図3-5-8に示す。なお、FM搬送波周波数 $f_c$ をパラメータとして、2条件（(a)1.75, (b)2.5GHz）を示した。いずれにおいても、周波数偏移量 $\Delta F$ が小さい場合、当該CNRは位相雑音（ $CNR_{phase}$ ）でほぼ決定されるが、 $\Delta F$ が大きい領域では、その支配要因は $f_c$ に依存して変化する。即ち、 $f_c=1.75\text{GHz}$ の場合には、2HDおよび残留FM信号スペクトル等が支配的で、帯域制限の影響は殆ど現れないのに対して、 $f_c=2.5\text{GHz}$ の場合には、残留FM信号スペクトルの影響が減少する一方で、帯域制限が支配的となることが分かる。



(a) FM搬送波周波数 $f_c=1.75\text{GHz}$ の場合



(b) FM搬送波周波数 $f_c=2.5\text{GHz}$ の場合

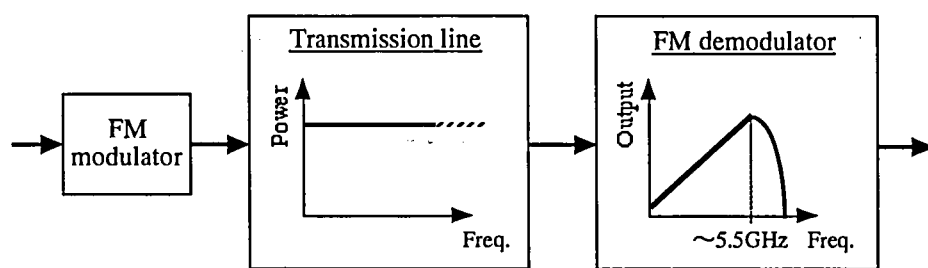
図3-5-8 CNR要因の内訳

### 3.5.3.3 FM復調器の動作帯域制限によるCNR劣化

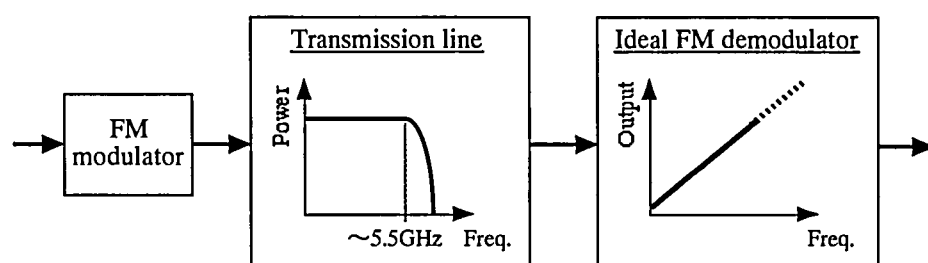
既述のように、FM復調器は、10Gbps級の高速論理ゲート素子を用いることにより約5.5GHzに亘る広帯域の復調特性を実現している。一方、広帯域FM信号は、ガウス分布に準ずる「すそ引き」の長い周波数スペク

トル分布を有するため、FM復調器において、その一部が抑圧、欠損する可能性が高い。このようなFM復調器の動作帯域制限がCNR特性に及ぼす影響について、前節と同様の考え方にに基づき検討する。

図3-5-9(a)に、実際の評価系の構成を、同図(b)に、CNR理論検討に適用した等価モデルをそれぞれ示す。本等価モデルにおいて、FM復調帯域制限をFM伝送路の帯域制限に置き換え、FM復調器は、動作帯域制限のない理想的なものとする。図3-5-10(a)に、FM復調器の復調特性（f-V特性）の測定結果を、同図(b)に等価モデルに用いたFM伝送路の帯域制限特性を示す。その他の検討条件は、前出の表3-5-1に準ずる。

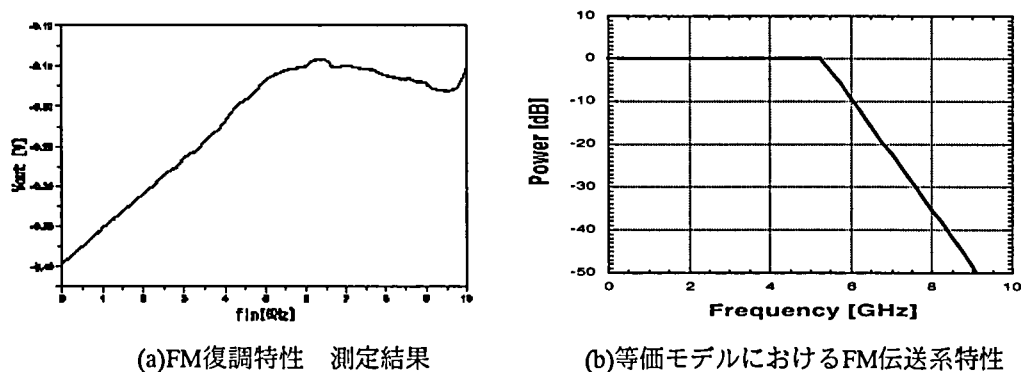


(a) 評価系 構成



(b) 理論検討用等価モデル（FM伝送帯域制限モデル）

図3-5-9 FM復調器の動作帯域制限によるCNR劣化特性 評価系



(a) FM復調特性 測定結果

(b) 等価モデルにおけるFM伝送系特性

図3-5-10 FM復調器と理論検討用等価モデル（FM伝送路）の周波数特性

図3-5-11に、CNRの周波数偏移量依存性の測定結果を示す。FM伝送帯域制限の場合（図3-5-6）と同様、周波数偏移量 $\Delta F$ の増大に伴いCNRが改善し、ピークを示した後劣化に転じるという特有の傾向を示すことが分かる。また、FM搬送波周波数 $f_c$ の評価範囲（3.0～5.0GHz）では、CNRの劣化までには至らないものの、 $f_c$ の上昇に対するCNRの飽和傾向が明らかである。

図3-5-12には、CNR理論値の周波数偏移量依存性を示す。本図において、帯域制限効果を導入しない場合(a)、 $f_c$ 上昇に伴うCNR飽和が現れないのに対し、帯域制限効果を導入することによって(b)、測定結果との差異は大きいものの、高周波化に伴うCNRの飽和現象を良く説明できることが分かる。



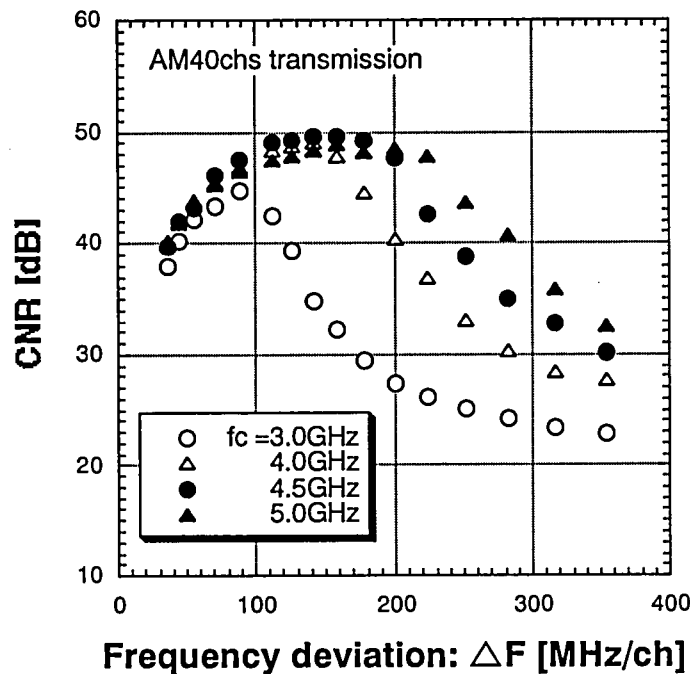


図3-5-11 FM復調帯域制限時のCNRの周波数偏移量依存性 測定結果

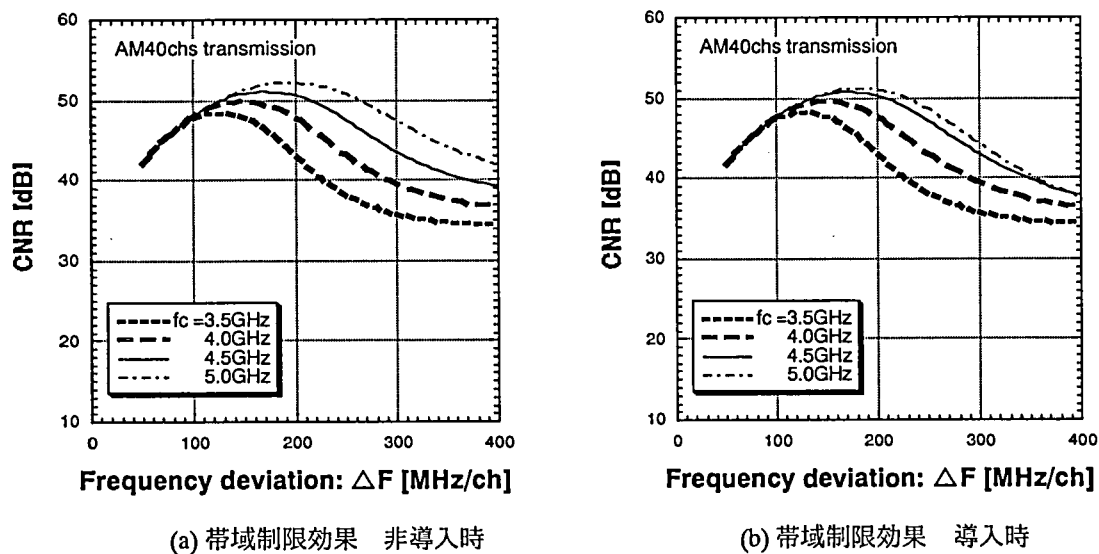


図3-5-12 FM復調帯域制限時のCNRの周波数偏移量依存性 理論値

### 3.5.3.4 CNR特性から見た所要帯域幅

FM復調器の強度雑音／位相雑音変換現象と帯域制限による信号振幅抑圧効果に基づくCNR劣化モデルを用いて、CNRから見た広帯域FM信号の所要帯域幅を明らかにする。

前出の図3-5-3に示すような、高域カットオフ特性を有する伝送系を伝搬した広帯域FM信号のCNRに関して、カットオフ周波数 $f_a$ とFM搬送波周波数 $f_c$ との偏差に対する依存性を検討し、当該偏差量により広帯域FM信号の所要帯域幅を導出する。図3-5-13に、CNR理論値のカットオフ周波数依存性を示す。なお、横軸は、 $f_a$ を $f_c$ に対する偏差( $f_a - f_c$ )として表記し、伝送系の遮断帯域における周波数当たりの減衰比 $\alpha$ [dB/GHz]をパラメータとした。また、広帯域FM信号のスペクトル拡がり(標準偏差) $\sigma \sim 600$ MHzとした。本図から、例え

ば、 $\beta \sim -50\text{dB/GHz}$ 程度の理想的なカットオフ特性に対して、帯域制限によるCNR劣化量を1dB以内に抑圧するためには、 $f_c$ を中心に約2.7GHz[0-p]以上の帯域幅を確保する必要があることが分かる。これは、ガウス分布を仮定した広帯域FMスペクトルの標準偏差の約4倍に相当する。

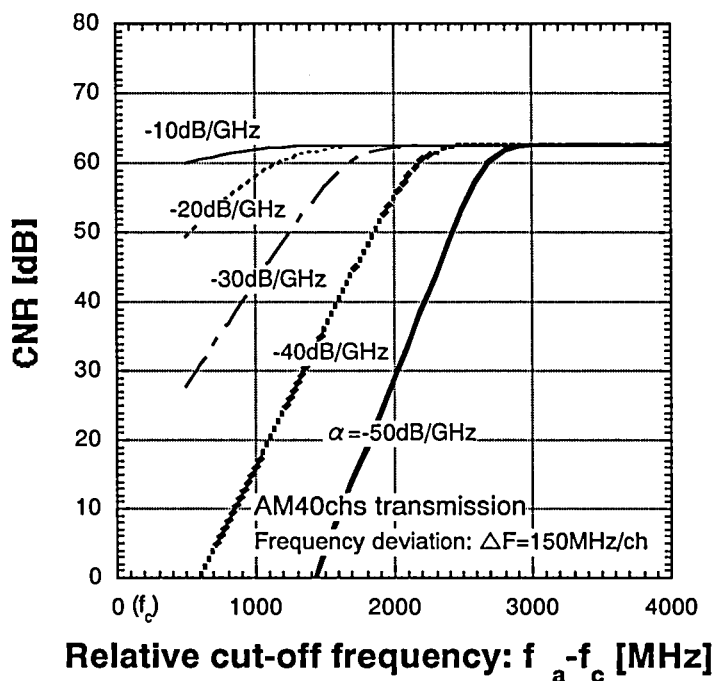


図3-5-13 CNRの高域カットオフ周波数依存性

#### 3.5.4 まとめ

FM一括変換型光伝送方式における伝送路管理の立場から、帯域制限によるCNR劣化現象を解析し、その結果に基づき広帯域FM信号に対する所要帯域幅を明らかにした。即ち、帯域制限がCNR特性に及ぼす影響を、FM復調器の動作原理に基づき、等価雑音パルスを用いてモデル化および定式化し、同CNR理論が、測定結果を良く説明できることを示した。特に、FM伝送路の帯域制限に起因したCNR劣化現象については、傾向／絶対値共に良好な整合性を有し、高い妥当性を備えることを検証した。本モデルを用いて、CNR特性から見た所要帯域幅は、FMスペクトル拡がり（標準偏差）の約4倍（FM搬送波周波数を中心に±2.7GHz程度）となることを導出した。

なお、附録4（第3.5.5節）において、歪特性から見た所要帯域幅を検討し、当該振幅特性に関して約4GHz以上、当該位相特性については、広帯域FM信号の1次上下側波帯成分の占有帯域にほぼ等しい帯域幅（FM搬送波周波数±900MHz）を確保する必要があることを明らかにしている。

### 3.6 光処理技術の適用

本節では、FM一括変換型光伝送方式のさらなる経済化と高性能化を目的として、光処理に基づく新たな構成のFM変復調方式の提案および評価を行う。

#### 3.6.1 低雑音FM変調技術の提案

既述のように、FM一括変換型光伝送方式では、半導体レーザの光周波数変調効果（波長チャープ）を利用して、広帯域FM変調を実現する。可変周波数発振器としての半導体レーザは、通常の電気発振器に比べて数十倍以上の高い効率を有するが、一方で大きな位相雑音（発振波長ゆらぎ）を伴うため、特に低周波域の雑音レベルが上昇し、本方式におけるCNR制限要因の一つとなっている。

以下では、さらなるCNR特性の改善を目的として、光ホモダイン検波に基づく超低位相雑音のFM変調方式：“光位相／強度並列型FM変調技術”を新たに提案し、その実現性と基礎特性を理論および実験により検討する。

##### 3.6.1.1 構成

図3-6-1に、光位相／強度並列型FM変調技術に基づくFM変調方式の構成を、図3-6-2に、各部のスペクトルを表した模式図を示す。光源からの無変調光（ $\lambda_0$ ）を2分岐し、一方に多チャンネルFDM信号（ $f_i=f_1\sim f_n$ ）による光位相変調を、他方には単一周波数 $f_c$ の正弦波信号による搬送波抑圧型の光強度変調をそれぞれ施す。図3-6-2に示すように、光位相変調スペクトル(a)は、FMレーザを直接変調して得られる光周波数変調信号とほぼ同様のガウス分布を成し、光強度変調スペクトル(b)は、光搬送波成分を抑圧して、当該光周波数 $f_0$ から $f_c$ を隔てた上下側波帯成分のみを有する。両光信号を合波後自乗検波し、さらに帯域濾波することにより、光強度変調の側波帯成分と光位相変調スペクトルとの差ビート成分として、図3-6-2(c)のように、中心周波数 $f_c$ の広帯域FM（PM）信号を出力する。光位相変調信号と光強度変調信号は、共に光源と同じ位相雑音 $\Delta\nu$ を有するが、その相関性が極めて高いため、両信号の差ビート成分において当該位相雑音成分は相殺されて、光源の性能に依らず位相雑音のない広帯域FM信号を生成することができる。

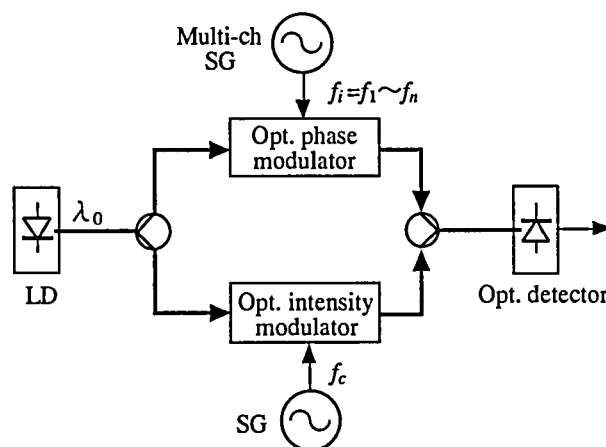


図3-6-1 光位相／強度並列型FM変調技術に基づくFM変調方式の構成

本構成では、光源として高価な狭線幅レーザを用いる必要がない上、広帯域FM信号の搬送波周波数を、光強度変調周波数 $f_c$ によって一意に決定できるため、AFC（Auto Frequency Controller）等の光周波数安定化のための付加回路を必要としない。即ち、FM一括変換型光伝送方式の高性能化と共に、経済化においても有利な

特徴を備えている。

なお、図3-6-2にも示すように、光強度変調スペクトルに搬送波成分が残留すると、光位相変調スペクトルとのホモダインビートにより、元の高チャンネルFDM信号（以下、”残留IM-DD成分”と呼称する）が再生される。残留IM-DD成分は、第3.3.2.1節で説明した残留AM成分と同様に、広帯域FM信号と干渉してFM復調信号のCNR特性を劣化させる。このため、光強度変調信号の搬送波成分を充分抑圧しておく必要がある。

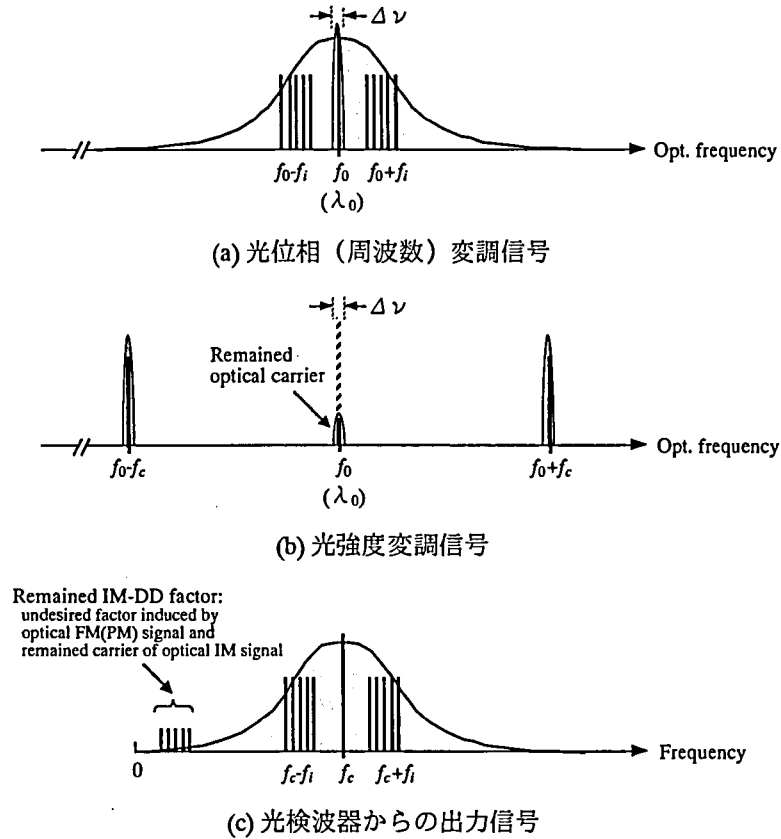


図3-6-2 光位相／強度並列型FM変調技術における各部のスペクトル模式図

### 3.6.1.2 理論検討

光位相／強度並列型FM変調技術の動作原理と位相雑音抑圧効果を理論的に検討する。図3-6-3に、本技術における光波伝搬の様子を模式的に示す。なお、光強度変調器として、2つの光位相変調電極を同一信号で逆相変調するプッシュプル方式のマッハツェンダー（Mach Zehnder : MZ）型光変調器を想定した。

光源から出力される無変調光を2分岐して、光強度変調器と光位相変調器にそれぞれ入力し、さらに光強度変調器内で2分岐する。これらの光はいずれも、次式(3-6-1)のように表すことができる（電界表現）。位相項  $\psi_0(t, f)$  は、光源からの出力光が有する位相雑音を表し、時間と周波数の関数である。

$$E_n(t) = E_n \cos\{\Omega_0 t + \psi_0(t, f)\} \quad (3-6-1a)$$

( $n = 1, 2$  : 光強度変調器への入力光,  $n = 3$  : 光位相変調器への入力光)

$$\text{但し, } E_1 = E_2 = \frac{E_3}{2} = \frac{E_0}{4} \quad (3-6-1b)$$

ここで、 $\Omega_0$  は光角周波数、 $\psi_0(t, f)$  は光位相雑音である。また、各変調電極に至る3つの光路の伝搬遅延量（位相シフト量）を全て等しいとした。

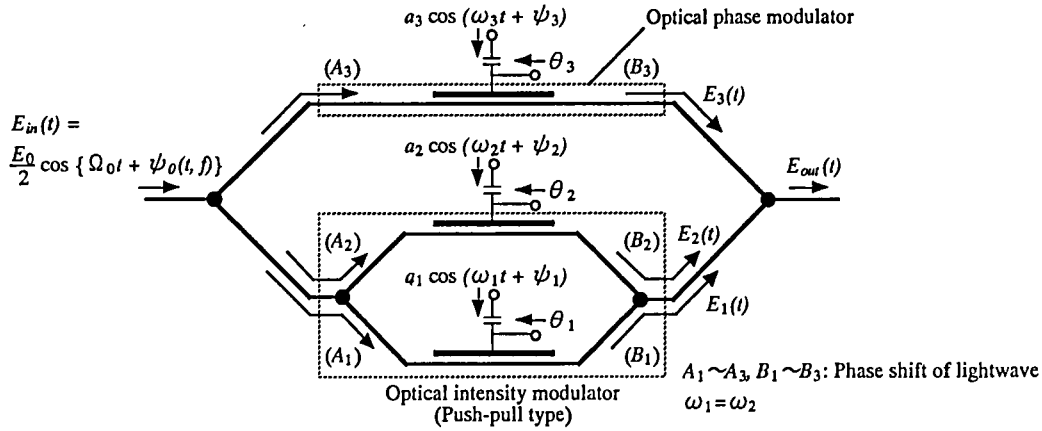


図3-6-3 光位相／強度並列型FM変調技術における光波伝搬の様子 模式図

光強度変調器内の光位相変調電極を含めて総数3の電極に印加する変調信号を，次式(3-6-2)で，この変調信号によってそれぞれ位相変調され光検波器に入力する光信号を，次式(3-6-3)で表現する．なお簡単のため，光強度変調器への入力信号（多チャンネルFDM信号）を，単一周波数（角周波数： $\omega_1 = \omega_2$ ）の正弦波とし，各変調電極から光検波器に至る3光路の伝搬遅延量を全て等しいとした．

$$V_n(t) = a_n \cos(\omega_n t + \phi_n) + \theta_n \quad (3-6-2)$$

( $n = 1, 2$  : 光強度変調器への入力信号， $n = 3$  : 光位相変調器への入力信号)

$$E_n(t) = E_n \cos\{\Omega_0 t + a_n \cos(\omega_n t + \phi_n) + \theta_n + \psi_0\} \quad (3-6-3a)$$

$$= E_n [\cos \Omega_0 t \cdot \cos(\theta_n + \psi_0) \cdot \cos\{a_n \cos(\omega_n t + \phi_n)\} \quad (3-6-3b)$$

$$- \sin \Omega_0 t \cdot \sin(\theta_n + \psi_0) \cdot \cos\{a_n \cos(\omega_n t + \phi_n)\}$$

$$- \sin \Omega_0 t \cdot \cos(\theta_n + \psi_0) \cdot \sin\{a_n \cos(\omega_n t + \phi_n)\}$$

$$- \cos \Omega_0 t \cdot \sin(\theta_n + \psi_0) \cdot \sin\{a_n \cos(\omega_n t + \phi_n)\}]$$

$$= E_n [J_0(a_n) \cos(\Omega_0 t + \theta_n + \psi_0) \quad \dots \text{搬送波成分}$$

$$- 2J_1(a_n) \sin\{(\Omega_0 + \omega_n) t + \phi_n + \theta_n + \psi_0\} \quad \dots \text{1次上側波帯}$$

$$- 2J_1(a_n) \sin\{(\Omega_0 - \omega_n) t - \phi_n + \theta_n + \psi_0\} \quad \dots \text{1次下側波帯}$$

$$- 2J_2(a_n) \cos\{(\Omega_0 + 2\omega_n) t + 2\phi_n + \theta_n + \psi_0\} \quad \dots \text{2次上側波帯}$$

$$- 2J_2(a_n) \cos\{(\Omega_0 - 2\omega_n) t - 2\phi_n + \theta_n + \psi_0\}] \quad \dots \text{2次下側波帯}$$

(3-6-3c)

ここで， $\omega_n$ は変調角周波数（光強度変調角周波数： $\omega_1 = \omega_2 = 2\pi f_c$ ）， $\phi_n$ は変調信号位相， $\theta_n$ は光位相バイアスである．

プッシュプル変調により搬送波成分を抑圧した光強度変調信号は，上式(3-6-3)に，次式(3-6-4)の条件を代入して得られる2つの光位相変調信号（ $E_1$ ， $E_2$ ）の和として，次式(3-6-5)のように与えられる．

$$\theta_1 = 0, \theta_2 = \pi \quad : \text{光位相バイアス条件} \quad (3-6-4a)$$

$$a_1 = a_2 = a \quad : \text{変調信号振幅条件} \quad (3-6-4b)$$

$$E_{sc}(t) = E_1(t, \theta_1 = 0, a_1 = a) + E_2(t, \theta_2 = \pi, a_2 = a) \quad (3-6-5a)$$

$$= -\frac{E_0}{2} [J_1(a) \sin\{(\Omega_0 + \omega_1) t + \phi_1 + \psi_0\} + J_1(a) \sin\{(\Omega_0 - \omega_1) t - \phi_1 + \psi_0\} \\ + J_1(a) \sin\{(\Omega_0 + \omega_1) t + \phi_2 + \pi + \psi_0\} + J_1(a) \sin\{(\omega_0 - \omega_1) t - \phi_2 + \pi + \psi_0\} \\ + J_2(a) \cos\{(\Omega_0 + 2\omega_1) t + 2\phi_1 + \psi_0\} + J_2(a) \cos\{(\Omega_0 - 2\omega_1) t - 2\phi_1 + \psi_0\} \\ + J_2(a) \cos\{(\Omega_0 + 2\omega_1) t + 2\phi_2 + \pi + \psi_0\} + J_2(a) \cos\{(\Omega_0 - 2\omega_1) t - 2\phi_2 + \pi + \psi_0\}]$$

(3-6-5b)

ここで，光強度変調器の2つの変調電極に印加する各変調信号の位相条件（ $\phi_1$ ， $\phi_2$ ）を，次式(3-6-6)のように定める．

$$\phi_1 = \phi_2 - \pi \equiv \phi \quad (3-6-6)$$

上式(3-6-6)は、MZ型光強度変調器の印加電圧対出力光強度特性の「谷」に、変調信号をバイアスする条件を表し、この時、光強度変調信号は、次式(3-6-7)で表現できる。

$$E_{sc}(t) = -E_0 J_1(a) [\sin\{(\Omega_0 + \omega_1)t + \phi + \psi_0\} + \sin\{(\Omega_0 - \omega_1)t - \phi + \psi_0\}] \quad (3-6-7)$$

さらに、位相条件 $\phi$ に応じて、光強度変調信号を、次式(3-6-8)のように表すことができる。

(a)  $\phi = 0$  の時：

$$E_{sc}(t) = -E_0 J_1(a) [\sin\{(\Omega_0 + \omega_1)t + \psi_0\} + \sin\{(\Omega_0 - \omega_1)t + \psi_0\}] \quad (3-6-8a)$$

(b)  $\phi = \frac{\pi}{2}$  の時：

$$E_{sc}(t) = -E_0 J_1(a) [\cos\{(\Omega_0 + \omega_1)t + \psi_0\} - \cos\{(\Omega_0 - \omega_1)t + \psi_0\}] \quad (3-6-8b)$$

一方、光位相変調器からの出力光信号は、式(3-6-3a)に示したように、次式(3-6-9)で与えられる。

$$E_{PM}(t) = \frac{E_0}{2} \cos(\Omega_0 t + a_3 \cos \omega_3 t + \psi_0) \quad (3-6-9)$$

但し、 $\omega_3 = 2\pi f_i$

上式(3-6-9)の光位相変調信号と、式(3-6-8b)の光強度変調信号とを合波し、自乗検波することによって、両光信号の差ビート成分は、次式(3-6-10)で表される光電流 $i(t)$ として検出される。

$$\begin{aligned} i(t) &= -R \frac{E_0^2}{4} J_1(a) \{\cos(\omega_1 t - a_3 \cos \omega_3 t) + \cos(\omega_1 t + a_3 \cos \omega_3 t)\} \\ &= -R \frac{E_0^2}{4} J_1(a) \{\cos(2\pi f_c t - a_3 \cos 2\pi f_i t) + \cos(2\pi f_c t + a_3 \cos 2\pi f_i t)\} \end{aligned} \quad (3-6-10)$$

上式(3-6-10)から、搬送波周波数 $f_c$ 、変調周波数 $f_i$ のFM変調信号が生成されることが分かる。また、当該FM変調信号は、光源の特性に依らず位相雑音を伴わない。

### 3.6.1.3 実証実験

光位相変調器と光強度変調器を光ファイバで接続し構成した評価系を用いて、広帯域FM信号の生成と、当該位相雑音の抑圧効果を検証する。また、本技術の課題として、光強度変調信号の搬送波抑圧比と伝送信号品質の関係、光位相変調信号と光強度変調信号の伝搬遅延差がFM変調信号の位相雑音特性に与える影響についても検討を行う。

#### (1) 評価系

図3-6-4に、評価系の構成を示す。多チャンネルFDM信号としてAM信号10ch ( $f_i=91\sim 169\text{MHz}$ )を、光位相変調器に入力する。光強度変調器には、両電極構造のMZ型光変調器を使用して、周波数 $f_c=2\sim 3\text{GHz}$ の正弦波信号によるプッシュプル変調を施すと共に、式(3-6-6)に対応する変調信号の位相条件を実現するため、当該印加電圧対出力光強度特性の「谷」にバイアスする。偏波保存ファイバ (PMF : Polarization Maintaining Fiber) および偏波コントローラにより両光信号の偏波が一致するように制御し、干渉効率を最大に調整して合波した後、自乗検波する。また、本技術の位相雑音抑圧効果を検証するため、光位相変調器を光源 (LD) 後段に挿入し、任意の周波数 $f_p$ で変調できる構成とした。

本評価系は、光干渉計を光ファイバで構成することに起因して、光位相変調信号と光強度変調信号の各伝搬遅延量を完全に一致させることが難しく、実際に用いた評価系では、それぞれ約102nsec、約94nsec (または約99nsec : PMFの挿抜で調整) と若干異なる。さらに、環境温度等の影響を受けて伝搬遅延量は微少変動するため、両光信号の干渉効率を安定化することは極めて困難である。そこで、以下の評価では、自乗検波

出力（FM変調信号）の周波数スペクトルを最大値ホールドして観測した。

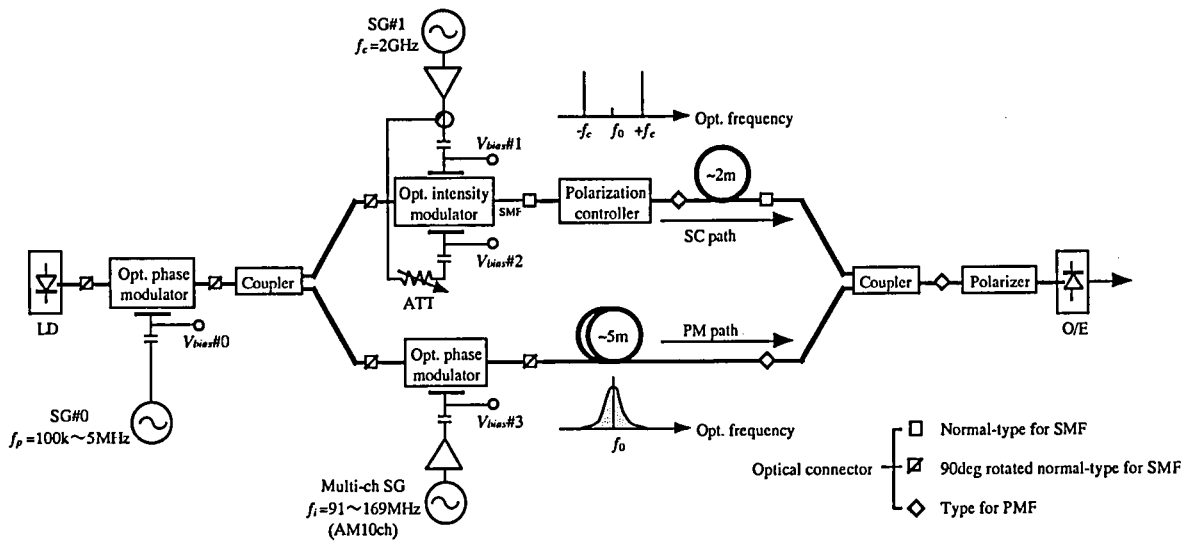


図3-6-4 光位相／強度並列型FM変調技術の評価系 構成

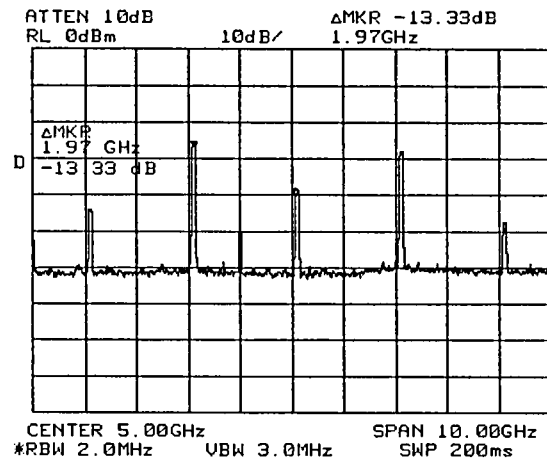
## (2) 実験結果および考察

### (a) 光スペクトル

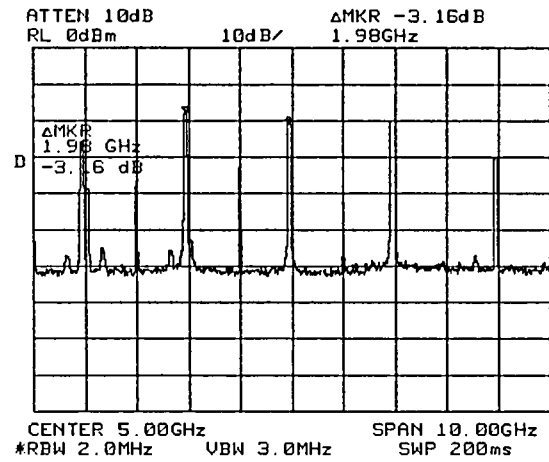
図3-6-5に、光搬送波成分抑圧時の光強度変調スペクトルを示す。また参考として、図3-6-6には、光搬送波成分非抑圧時のスペクトルを示す。いずれも光強度変調信号を光ヘテロダイン検波し、当該検波出力の周波数スペクトルを観測した。図3-6-5(i)は、光強度変調器の片側電極のみに変調信号を入力した場合で、変調信号レベルが小さい状態でも、光搬送波成分が-10dB程度（1次上下側波帯成分を基準）残留し、2次の上下側波帯成分（2HD成分に相当）も-10dB前後と大きい。同図(ii)は、両電極をプッシュプル変調した場合を示し、光搬送波抑圧比が改善されて（-20～-30dB）、2HD成分も低減されていることが分かる。このように、MZ型光強度変調器は、片側電極変調時には、当該干渉計を伝搬する両光搬送波レベルが若干異なるため、理想的な相殺条件を実現することが難しく、光搬送波成分を充分抑圧するためには、プッシュプル変調が必須である。

図3-6-7に、光位相変調スペクトルを示す。本図より、広帯域の光FM（PM）信号が得られていることが分かる。低域および高域に見られる不要成分は、光スペクトル観測に用いた光ヘテロダイン用局発光源のサイドモードに起因するビート成分である。

図3-6-8に、光検波器からの出力信号の周波数スペクトルを示す。本図より、光強度変調周波数 $f_c$ を中心とした広帯域FM（PM）信号が生成されていることが分かる。また、同図(a)において、低周波域に残留IM-DD成分が、広帯域FM信号の搬送波（ $f_c=2\text{GHz}$ ）の2HDに相当する周波数（4GHz）に、光強度変調スペクトルの上下側波帯成分間のビート成分が、それぞれ発生している。当該2HD成分は線スペクトルであるため、広帯域FM信号との干渉により当該復調信号品質に及ぼす影響は小さいと考えられる。

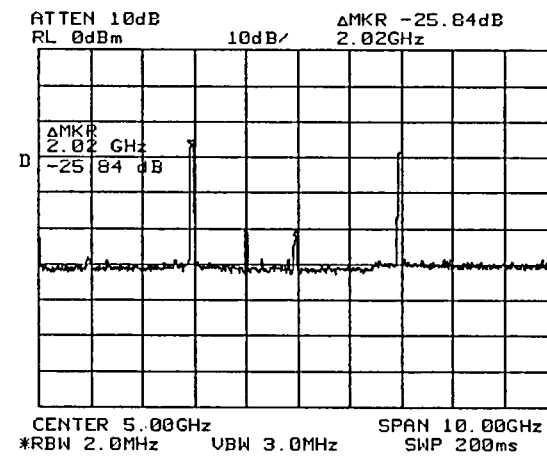


(a) 変調信号レベル：小 (約5dBm)

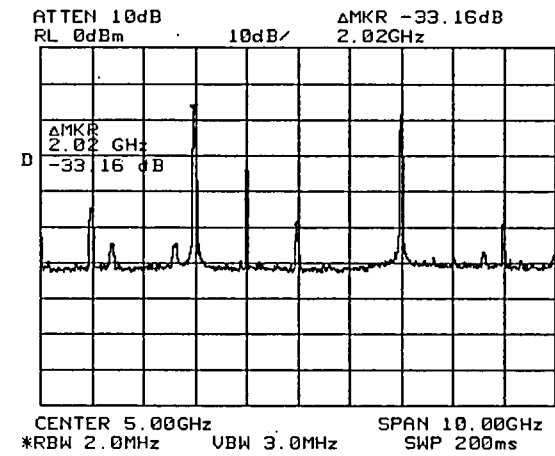


(b) 変調信号レベル：大 (約15dBm)

(i) 片側電極変調時



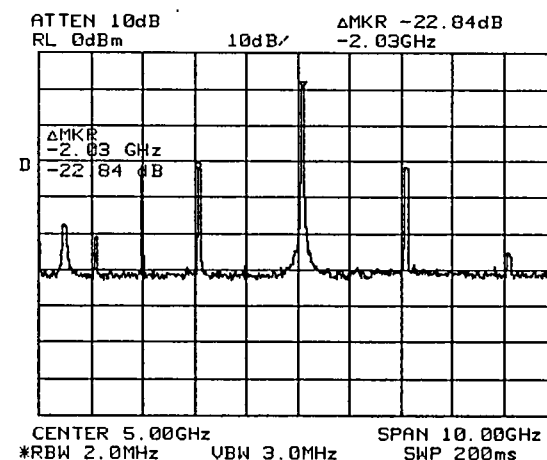
(a) 変調信号レベル：小 (約0dBm)



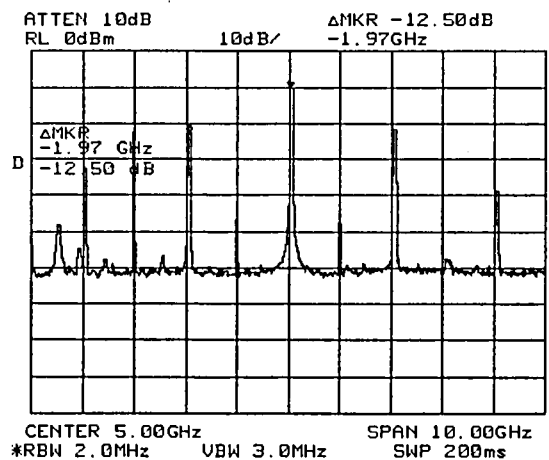
(b) 変調信号レベル：大 (約9dBm)

(ii) 両電極変調 (プッシュプル変調) 時

図3-6-5 光搬送波成分抑圧・光強度変調スペクトル



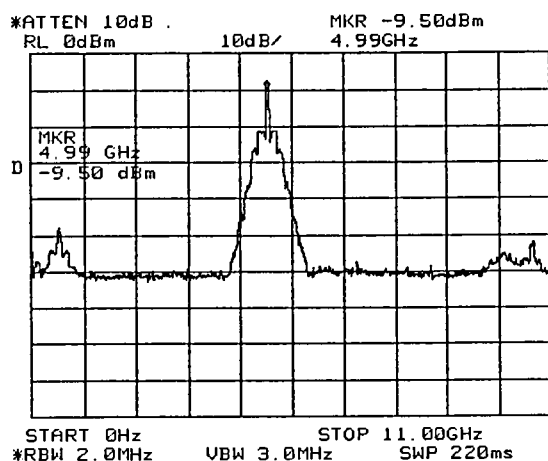
(a) 変調信号レベル：小 (約0dBm)



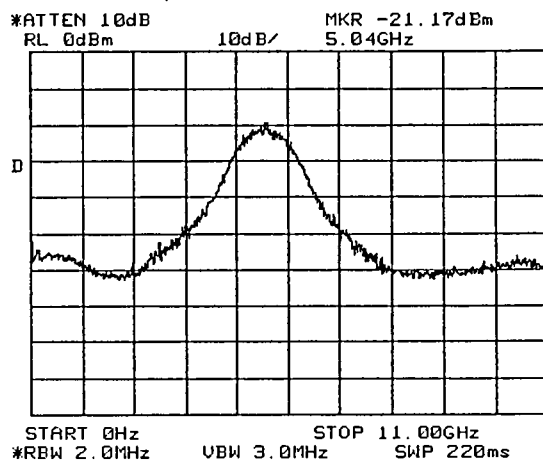
(b) 変調信号レベル：(約9dBm)

図3-6-6 光強度変調スペクトル (光搬送波成分非抑圧/両電極変調時)



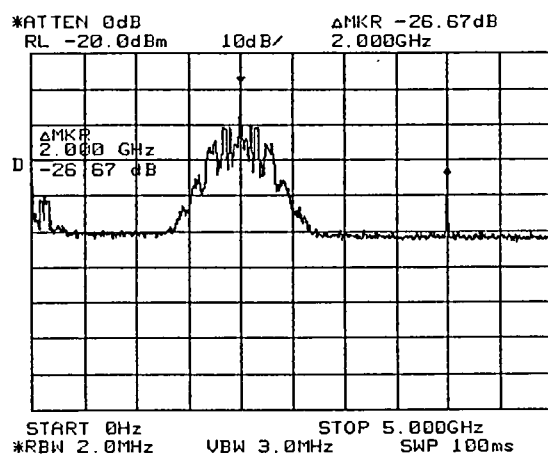


(a) 変調信号レベル：小（約9dBm）

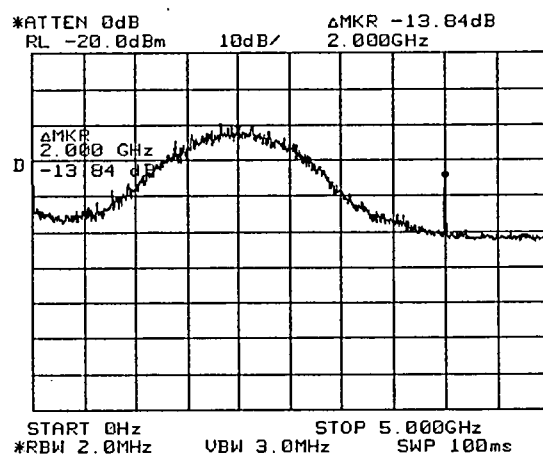


(b) 変調信号レベル：大（約18dBm）

図3-6-7 光位相変調スペクトル



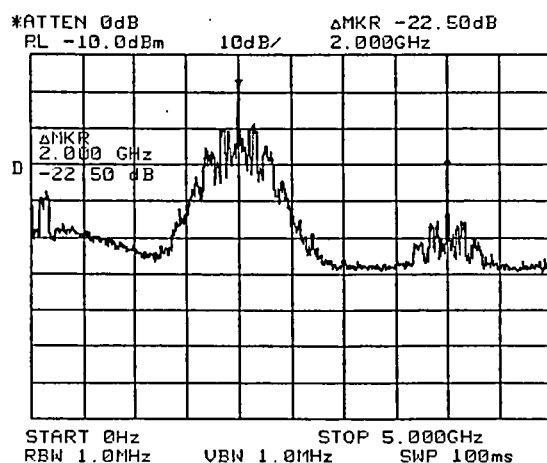
(a) 光位相変調信号レベル：小（約9dBm）



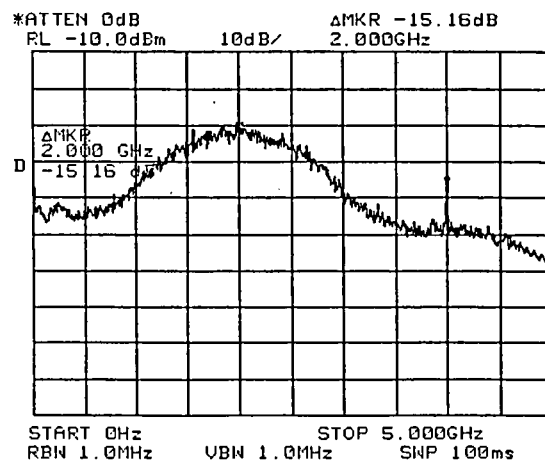
(b) 光位相変調信号レベル：大（約18dBm）

図3-6-8 広帯域FM (PM) スペクトル（光強度変調信号レベル：約0dBm）

参考として、光強度変調器の片側電極のみを変調した場合（図3-6-5(i)に対応）の広帯域FMスペクトルを、図3-6-9に示す。図3-6-8に比較して、残留IM-DD成分が上昇すると共に、光強度変調器の非線形性に起因した広帯域の2HD成分が発生し、広帯域FM信号を妨害することが分かる。また、光干渉計の不安定性に起因した2光路間のコヒーレントビートノイズが、低周波域に発生している。



(a) 位相（周波数）偏移量：小

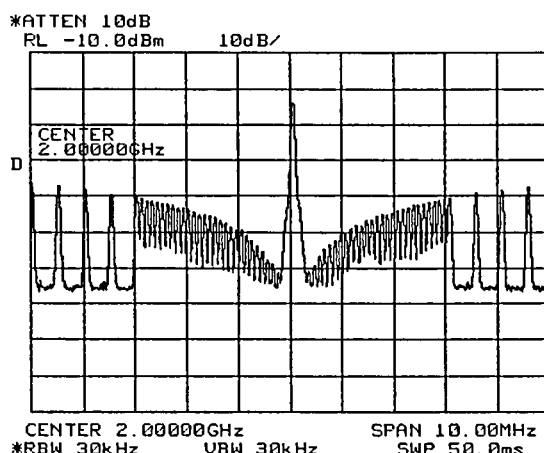


(b) 位相（周波数）偏移量：大

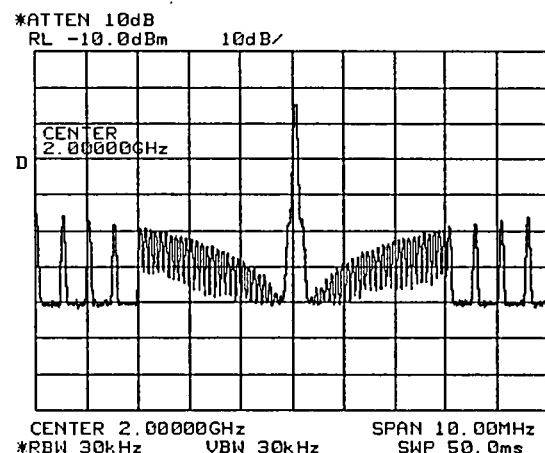
図3-6-9 広帯域FM (PM) スペクトル（光強度変調器・片側電極変調時）

### (b) 位相雑音抑圧効果

本技術の位相雑音抑圧効果を検証するため、光源後段に挿入した光位相変調器を用いて位相変動を与えて、光検波器から出力されるFM搬送波スペクトルを観測した結果を、図3-6-10に示す。なお、光位相変調周波数 $f_p=100\text{kHz}\sim 3\text{MHz}$ とし、各変調周波数に対する観測スペクトルを重ねて図示した。また、光干渉計にPMF (2m) を挿抜することにより、当該2光路間の伝搬遅延量差を、約8nsec (図3-6-10(a)) または約3nsec (同図(b)) に変化させた。



(a) 光路間伝搬遅延量差：大（約8nsec）



(b) 光路間伝搬遅延量差：小（約3nsec）

図3-6-10 光位相／強度並列型FM変調技術の位相雑音抑圧効果

本図から分かるように、光干渉計の伝搬遅延量差に関わらず、低周波域（～数100kHz）の位相変動成分はほぼ理想的に抑圧できる。また、当該伝搬遅延量差を小さくする程、より高周波域に亘って位相変動の抑圧効果を得られることが分かる。即ち、位相雑音抑圧効果から見た光干渉計の所要設計精度は、位相変動周波数に依存し、一般的な半導体レーザ等の位相雑音帯域（スペクトル線幅：数百kHz～1MHz前後）を考慮すると $10^{-1}\mu\text{sec}$ 程度以下を確保する必要がある。

### 3.6.1.4 光デバイス評価

光位相／強度並列型FM変調技術のキー光デバイスとして、光位相変調器および光強度変調器の各変調特性を実験的に評価し、本技術の実現可能性を検証する。

#### (1) 光位相変調器のFM変調効率

PM変調信号をFM復調する場合、復調時の微分動作がエンファシス効果を生じさせ、変調信号レベル一定であっても復調信号レベルは周波数に依存して変化（増大）する。以下では、光位相変調器に入力する変調信号レベルを決定するに当たり、光位相変調による周波数偏移量（FM変調効率）を明らかにする。

PM変調信号と当該FM復調信号を、次式(3-6-11)および(3-6-12)で簡易的に表す。

$$S(t) = \cos(2\pi f_c t + m_i \cos 2\pi f_i t) \quad (3-6-11)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(2\pi f_c t + m_i \cos 2\pi f_i t) &= 2\pi f_c + m_i 2\pi f_i \sin 2\pi f_i t \\ &\equiv 2\pi f_c + 2\pi \Delta F \sin 2\pi f_i t \end{aligned} \quad (3-6-12)$$

上式(3-6-12)より、光位相変調器による位相偏移量 $m_i$ [rad]と、これをFM復調した際の周波数偏移量 $\Delta F$ [MHz]は、次式(3-6-13)の関係にあることが分かる。

$$\begin{aligned} \Delta F [\text{Hz}] &= m_i [\text{rad}] \cdot f_i [\text{Hz}] \\ &= \pi \frac{V_m [\text{V}]}{V_\pi [\text{V}]} \cdot f_i [\text{Hz}] \end{aligned} \quad (3-6-13)$$

上式(3-6-13)より、本技術における実効的なFM変調効率 $\gamma$ [Hz/V]（印加電圧1V当たり）を、次式(3-6-14)のように定義できる。

$$\gamma [\text{Hz/V}] = \frac{\pi}{V_\pi [\text{V}]} \cdot f_i [\text{Hz}] \quad (3-6-14)$$

上式(3-6-14)から明らかなように、PM変調／FM復調の構成では、FM変調効率 $\gamma$ が光位相変調周波数 $f_i$ に依存し、かつ当該周波数とほぼ同等の大きさになる。そのため、多チャンネルFDM信号の変復調時には、キャリア偏差レベル補正用のフィルタを挿入する必要がある。

表3-6-1に、上式(3-6-14)に基づき、従来方式（半導体レーザの直接変調方式）と本方式（光位相変調方式）に関して、各FM変調効率と所要CNRを確保するために必要となる変調電力を比較して示す。なお、所要CNRを、AM帯：43dB以上、64QAM帯：34dB以上とし、光位相変調器の半波長駆動電圧 $V_\pi=3$ [V]、半導体レーザおよび光位相変調器の各入力インピーダンスを、それぞれ10Ω、50Ωとした。また、FM変調信号の位相雑音 $\Delta\nu$ を、直接変調方式：100kHz、光位相変調方式：なし（0kHz）に設定した。本表より、光位相変調方式では所要周波数偏移量を抑圧し、例えばAM帯において18～65MHz/chと従来方式の半分程度に低減可能であることから、FMスペクトルの狭帯域化が期待できる。但し、当該変調信号の駆動回路には大出力性が要求され、変調周波数100MHzに対して約1Vの出力電圧振幅が必要である。

表3-6-1 直接変調方式および光位相変調方式の変調パラメータ

ch		変調方式	FM変調信号 ・位相雑音	FM変調効率	所要 周波数偏移量	所要変調電力 (1ch当たり)
AM帯 所要CNR ≥ 43dB	1ch	直接変調	100kHz	60MHz/mA	75MHz/ch	-21.1dBm
		光位相変調	0kHz	95MHz/V	18MHz/ch	-4.45dBm
	40ch	直接変調	100kHz	60MHz/mA	100MHz/ch	-18.6dBm
		光位相変調	0kHz	390MHz/V	65MHz/ch	-5.56dBm
64QAM帯 所要CNR ≥ 34dB	1ch	直接変調	100kHz	60MHz/mA	45MHz/ch	-25.5dBm
		光位相変調	0kHz	620MHz/V	38MHz/ch	-14.3dBm
	30ch	直接変調	100kHz	60MHz/mA	55MHz/ch	-23.8dBm
		光位相変調	0kHz	800MHz/V	48MHz/ch	-14.4dBm

## (2) 光位相変調器の歪特性

本技術の歪特性の主要因として、光位相変調器の線形性を評価し、半導体レーザ（FMレーザ）との比較を行う。図3-6-11に、評価系の構成を、図3-6-12に、歪スペクトルの観測例を示す。キャリア $C_s$ （周波数 $f_s$ ）を含む多チャンネルFDM信号（AM40ch）と1キャリア $C_1$ （周波数 $f_1$ ）との多重信号により、光位相変調器を変調する一方で、別の1キャリア $C_2$ （周波数 $f_2$ ）でFMレーザ（LD#2）を直接変調する。両光信号を合波および自乗検波した後FM復調し、キャリア $C_s$ と $C_1$ との相互変調歪（図3-6-12(a)右側スペクトル）により総合歪特性を、キャリア $C_s$ と $C_2$ との相互変調歪（図3-6-12(a)左側スペクトル）によりFM復調器の個別歪特性を評価する。さらに、FM復調器の個別歪成分を後置補償することによって、総合歪から、FM変調器（光位相変調器）の個別歪成分（図3-6-12(b)右側スペクトル）を抽出する。なお、多チャンネルFDM信号の全復調キャリアレベルが同一になるように、当該周波数偏移量を調整した。また、第3の半導体レーザ（LD#3）を設けて、LD#2への入力信号の逆相信号で光強度変調を施し、当該光信号を合波する構成により、LD#2の光強度変調成分（残留AM成分）を抑圧した。

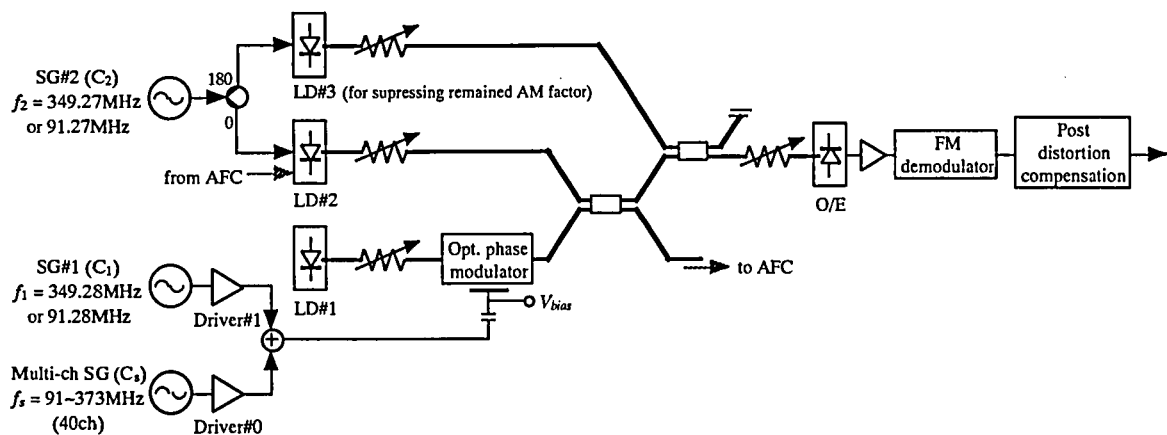
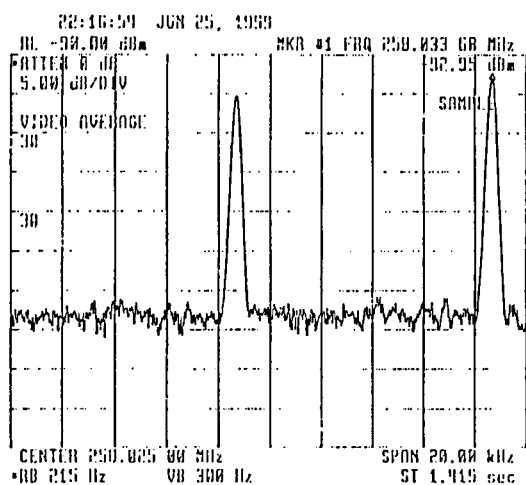
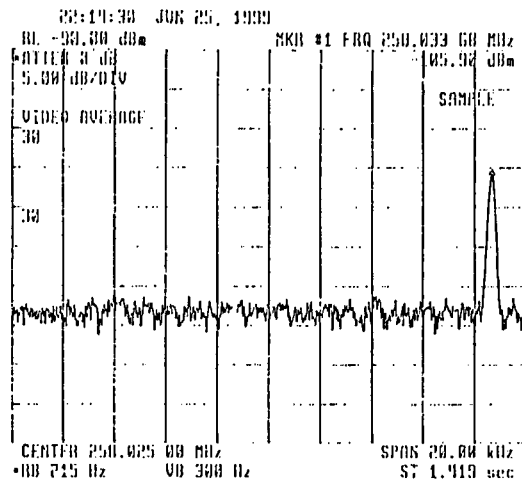


図3-6-11 光位相変調器の歪特性・評価系 構成



(a) FM復調器歪 (左) と総合歪 (右)  
(後置歪補償前)



(b) 光位相変調器歪 (右側スペクトル)  
(後置歪補償後)

図3-6-12 光位相変調器の歪スペクトル (IM2) 観測例

図3-6-13に、多チャンネルFDM信号の周波数偏移量 $\Delta F_s$ をパラメータとして、キャリア $C_1$ および $C_2$ の周波数偏移量に対する歪 (IM2) の依存特性の測定結果を示す。また参考として、半導体レーザの光周波数変調特性における歪測定結果を、図3-6-14に示す。図3-6-13より、光位相変調器は、例えば周波数偏移量80MHz/chの条件下で $IM2 \leq -65dBc$ と、半導体レーザと同等以上の良好な性能を有することが分かる。

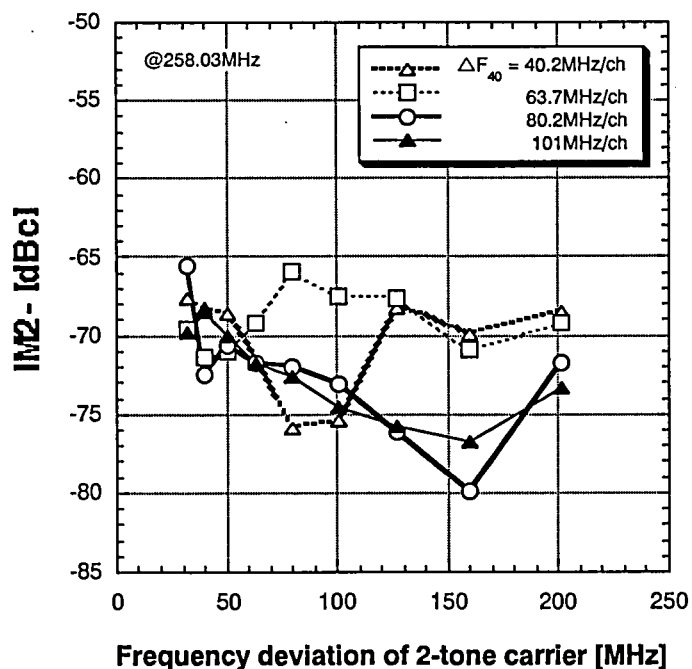


図3-6-13 光位相変調器歪の周波数偏移量 ( $C_1$ ,  $C_2$ ) 依存性

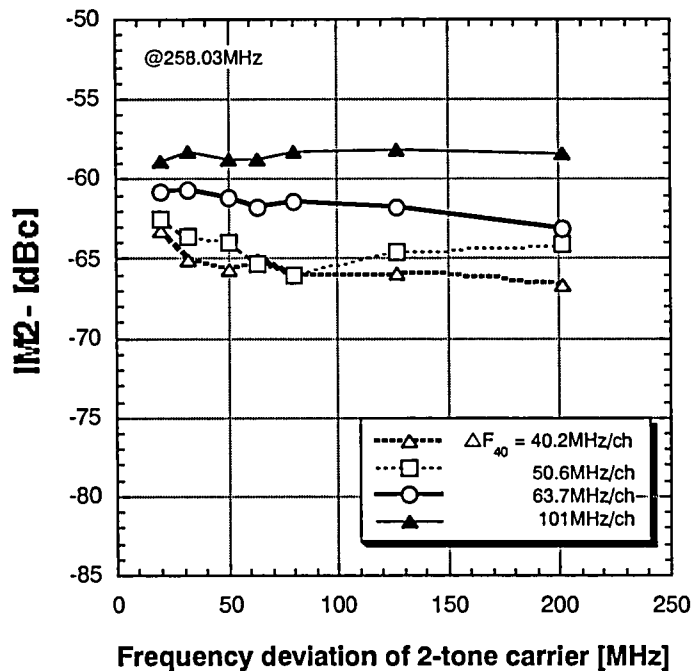


図3-6-14 半導体レーザ歪の周波数偏移量 ( $C_1$ ,  $C_2$ ) 依存性

### (3) 光強度変調器の搬送波成分抑圧特性

上述したように、本技術では、光強度変調スペクトルに搬送波成分が残留すると、光位相変調スペクトルとの干渉により低周波域に残留IM-DD成分を発生し、広帯域FM信号を妨害する。そこで、光搬送波抑圧比から見た光強度変調器の動作パラメータの制御精度を実験的に検討する。図3-6-15に、評価系の構成を示す。光強度変調器のバイアス電圧、および両変調電極に印加する変調信号のレベル偏差をパラメータとして、光強度変調スペクトルを光ヘテロダイン検波して当該光搬送波レベルを観測する。なお、変調周波数を1GHzとし、当該上下側波帯レベルを基準に光搬送波抑圧比[dB]を定義した。

図3-6-16に、光搬送波抑圧比のバイアス電圧依存性を、図3-6-17に、同変調信号レベル偏差依存性をそれぞれ示す。これらの結果から、例えば光搬送波抑圧比 $\leq -50$ dBを確保するためには、バイアス電圧に関して約0.002V<sub>p-p</sub>以下、変調信号レベル偏差について約0.1dB<sub>p-p</sub>以下の制御精度を必要とすることが分かる。

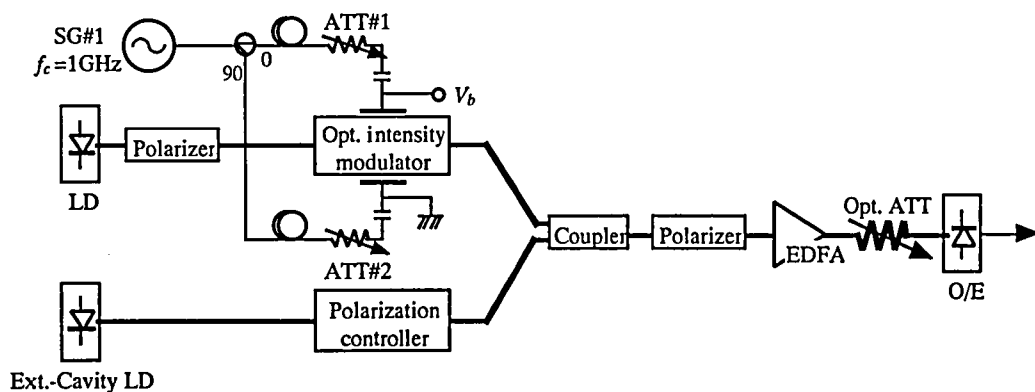
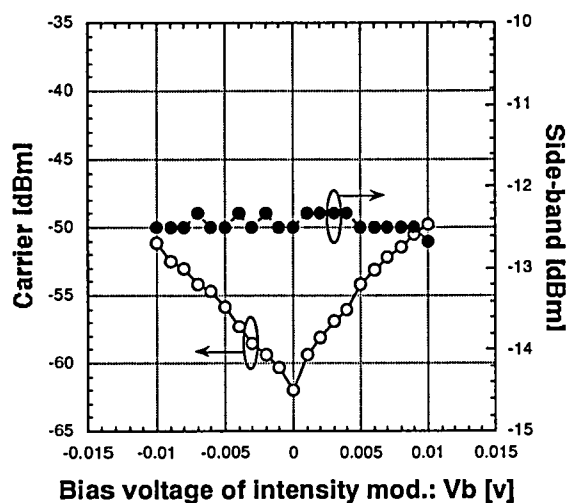
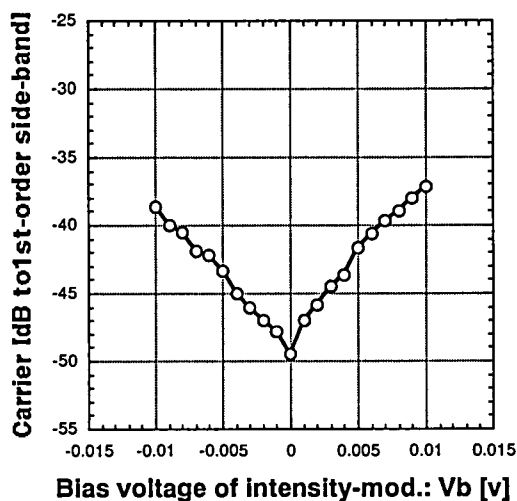


図3-6-15 光強度変調器の光搬送波抑圧特性・評価系 構成

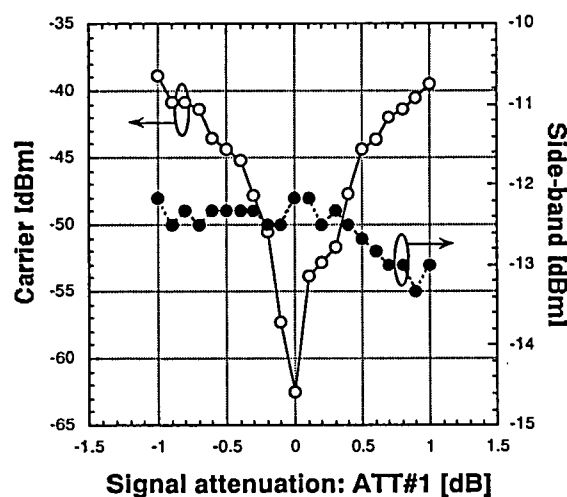


(a) 光搬送波および側波帯レベル

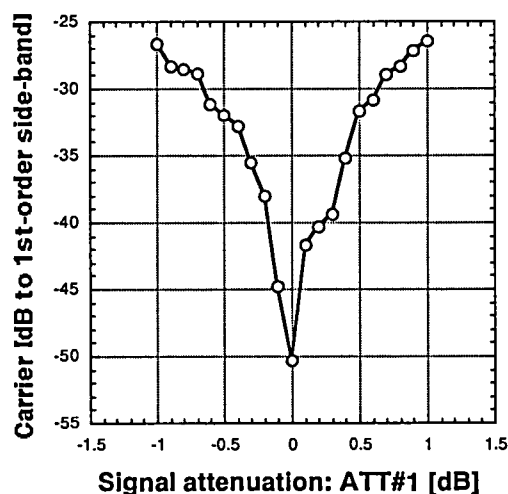


(b) 光搬送波抑圧比

図3-6-16 光搬送波抑圧比のバイアス電圧依存性



(a) 光搬送波および側波帯レベル



(b) 光搬送波抑圧比

図3-6-17 光搬送波抑圧比の変調信号レベル偏差依存性

### 3.6.1.5 まとめ

低位相雑音の広帯域FM変調手法として、光位相変調と搬送波抑圧型光強度変調、および光ホモダイン検波を用いた光位相／強度並列型FM変調技術を提案し、当該変調特性や位相雑音抑圧効果等を理論と実験により検証した。

また、光位相変調器のFM変調効率および歪特性を評価し、半導体レーザの波長チャープ特性を利用した直接変調方式に比較して所要周波数偏移量を約半分に低減できること、直接変調方式と同等以上の良好な歪特性を確保できることを示した。また、FM変調時の不要波成分（残留IM-DD成分）を抑圧する観点から、光強度変調器の動作パラメータ（バイアス電圧および変調信号レベル偏差）に対する制御精度を明らかにした。

### 3.6.2 光処理FM復調技術の提案[31]

既述のように、FM一括変換型光伝送方式では、広帯域FM信号の変復調や伝送に、高周波・広帯域デバイスを用いるため、当該装置の経済性が損なわれる可能性が高い。特に、各光加入者毎に設置される端末（光受信器）コストは、光アクセスシステムの経済性を決定付ける重要な要素であり、その低減が強く要求されている。

以下では、光受信器の経済化を目的として、光信号処理を用いたFM復調方式：“コヒーレント直接復調技術”を提案し、その実現性と基礎特性を理論および実験により検討する。

#### 3.6.2.1 構成

図3-6-18に、コヒーレント直接復調技術を適用した光伝送系の構成を示す。広帯域FM信号を光送信器（光変調器）に入力して生成した光変調信号を、光干渉計で2分岐（A, B）し、両光信号間に所定の遅延量差 $T_p$ を与えた後再合波して、光伝送路へ送出する。この合波光信号を自乗検波し、さら低域濾波することにより、光信号A・B間の積（ホモダインビート）成分を抽出する遅延検波系を構成し、高周波回路やデバイスを用いることなく、受光素子から直接的にFM復調信号を取り出すことができる。また、同一光源より分岐して生成した光信号AおよびBの相対的な偏波状態は常に一定であるため、光干渉計の出力部において両光信号の偏波状態が一致するよう予め調整すれば、光伝送路に使用する光ファイバの種類、敷設状態等に依らず、ホモダイン検波効率を最大かつ一定に維持し、常に高いFM復調効率を実現できる。

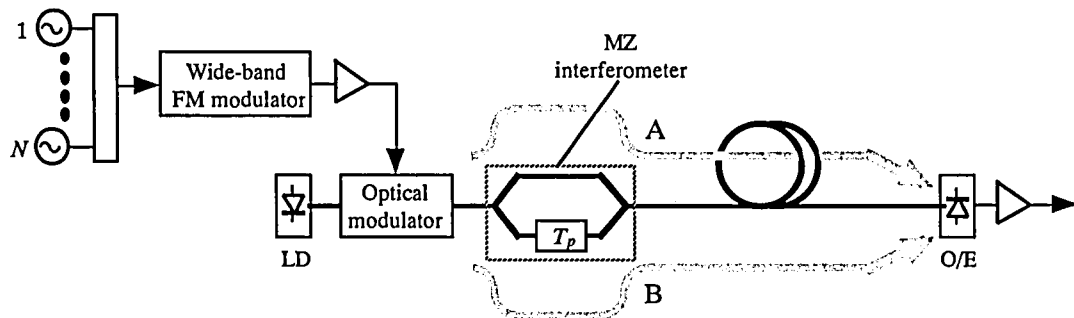


図3-6-18 コヒーレント直接復調技術を用いた光伝送系の構成

#### 3.6.2.2 理論検討

##### (1) 復調原理

コヒーレント直接復調技術の動作原理に関して、光送信器の変調方式として光振幅変調または光強度変調を想定し、それぞれ理論的に検討する。

##### (a) 光振幅変調方式の場合

光干渉計において2分岐される光振幅変調信号AおよびBを、次式(3-6-15)で表す。

$$E_a(t) = m_{opt} \cos 2\pi f t \cdot \cos 2\pi f_0 t \quad (3-6-15a)$$

$$E_b(t) = -m_{opt} \cos\{2\pi f(t - T_p)\} \cdot \cos\{2\pi f_0(t - T_p)\} \quad (3-6-15b)$$

ここで、 $m_{opt}$ は光信号振幅、 $f$ は、FM変調信号の瞬時周波数、 $f_0$ は光周波数である。なお、DC発光成分を省略して表記した。上式(3-6-15)の両光信号を合波し、自乗検波により発生する光電流 $i(t)$ は、次式(3-6-16)で表



現できる。

$$\begin{aligned}
 i(t) &= R \frac{1}{2} |E_a(t) + E_b(t)|^2 \\
 &= R \frac{1}{2} [m_{\text{opt}}^2 \cos^2 2\pi f t \cdot \cos^2 2\pi f_0 t + m_{\text{opt}}^2 \cos^2 \{2\pi f(t - T_p)\} \cdot \cos^2 \{2\pi f_0(t - T_p)\} \\
 &\quad - 2 m_{\text{opt}}^2 \cos 2\pi f t \cdot \cos \{2\pi f(t - T_p)\} \cdot \cos 2\pi f_0 t \cdot \cos \{2\pi f_0(t - T_p)\}]
 \end{aligned} \tag{3-6-16}$$

上式(3-6-16)において、第1項および第2項はIM-DD成分（FM変調信号）を表す。第3項を展開することにより、次式(3-6-17)を得られる。

$$\begin{aligned}
 i_s(t) &= -R \frac{m_{\text{opt}}^2}{4} [\cos \{2\pi f(2t - T_p)\} \cdot \cos \{2\pi f_0(2t - T_p)\} + \cos \{2\pi f(2t - T_p)\} \cdot \cos 2\pi f_0 T_p \\
 &\quad + \cos \{2\pi f_0(2t - T_p)\} \cdot \cos 2\pi f T_p + \cos 2\pi f T_p \cdot \cos 2\pi f_0 T_p]
 \end{aligned} \tag{3-6-17}$$

上式(3-6-17)において、当該第4項の大きさは、FM変調信号の瞬時周波数 $f$ に依存して正弦波状に変化する。従って、当該瞬時周波数の変化範囲（FMスペクトル幅） $B_{FM}$ に対して、次式(3-6-18)を満たすように遅延量差 $T_p$ を設定すれば、周波数に対して一意なレベルを出力するFM復調特性を実現できる。例えば、 $T_p=40\text{psec}$ の場合、当該復調帯域幅は約6GHzとなる。

$$2\pi B_{FM} T_p = \frac{\pi}{2} \tag{3-6-18}$$

さらに、次式(3-6-19)を満たすように、光周波数（光波長） $f_0$ を設定することにより、FM復調効率を最大化できる。

$$2\pi f_0 T_p = n\pi \tag{3-6-19}$$

ここで、 $n$ は、1以上の整数である。

#### (b) 光強度変調方式の場合

光干渉計において2分岐される光強度変調信号AおよびBを、次式(3-6-15')で表す。

$$\begin{aligned}
 E_a(t) &= \sqrt{1 + m_{\text{opt}} \cos 2\pi f t} \cos 2\pi f_0 t \\
 &\cong (1 + \frac{m_{\text{opt}}}{2} \cos 2\pi f t) \cos 2\pi f_0 t
 \end{aligned} \tag{3-6-15'a}$$

$$\begin{aligned}
 E_b(t) &= \sqrt{1 - m_{\text{opt}} \cos \{2\pi f(t - T_p)\}} \cos \{2\pi f_0(t - T_p)\} \\
 &\cong \{1 - \frac{m_{\text{opt}}}{2} \cos \{2\pi f(t - T_p)\}\} \cdot \cos \{2\pi f_0(t - T_p)\}
 \end{aligned} \tag{3-6-15'b}$$

上式(3-6-15')の両光信号を合波し、自乗検波により発生する光電流 $i(t)$ は、次式(3-6-16)で表現できる。

$$\begin{aligned}
 i(t) &= R \frac{1}{2} |E_a(t) + E_b(t)|^2 \\
 &= R \frac{1}{2} (\{1 + \frac{m_{\text{opt}}}{2} \cos 2\pi f t\}^2 \cdot \cos^2 2\pi f_0 t + \{1 - \frac{m_{\text{opt}}}{2} \cos 2\pi f(t - T_p)\}^2 \cdot \cos^2 \{2\pi f_0(t - T_p)\} \\
 &\quad + [2 + m_{\text{opt}} \cos 2\pi f t - m_{\text{opt}} \cos \{2\pi f(t - T_p)\}] \cos 2\pi f_0 t \cdot \cos \{2\pi f_0(t - T_p)\} \\
 &\quad - \frac{m_{\text{opt}}^2}{2} \cos 2\pi f t \cdot \cos \{2\pi f(t - T_p)\} \cdot \cos 2\pi f_0 t \cdot \cos \{2\pi f_0(t - T_p)\})
 \end{aligned} \tag{3-6-16'}$$

上式(3-6-16')において、第1項および第2項は、IM-DD成分に相当し、第3項は、DC成分と変調信号（FM変調信号）の自乗根成分を表す。また、第4項を展開することにより、次式(3-6-17)を得られる。

$$i(t) = -R \frac{m_{opt}^2}{16} [\cos\{2\pi f(2t - T_p)\} \cdot \cos\{2\pi f_0(2t - T_p)\} + \cos\{2\pi f(2t - T_p)\} \cdot \cos 2\pi f_0 T_p \\ + \cos\{2\pi f_0(2t - T_p)\} \cdot \cos 2\pi f T_p + \cos 2\pi f T_p \cdot \cos 2\pi f_0 T_p] \quad (3-6-17')$$

式(3-6-17)と同様に、上式(3-6-17)の第4項がFM復調動作を表す。但し、光振幅変調方式と比較して、当該復調効率（復調信号レベル）は1/4に低下し、CNR特性の面で不利であることが分かる。

## (2) MZ型光変調器の光振幅変調特性

上述のように、本技術では、CNR特性の観点から、光振幅変調方式の適用がより望ましい。MZ型光変調器は、一般に光強度変調器として利用される場合が多いが、当該動作条件を調整することで光振幅変調動作を実現できる。以下に、MZ型光変調器の光振幅変調特性について説明する。

MZ型光変調器は、入力光を2分岐し、それぞれに光位相変調を施した後、再び合波する。2つの光位相変調信号、および両光信号を合波し、自乗検波して検出される光電流 $i(t)$ を、それぞれ次式(3-6-20)および(3-6-21)で表す。

$$E_1(t) = \frac{E_0}{2} \cos(\Omega_0 t + \psi_1) \quad (3-6-20a)$$

$$E_2(t) = \frac{E_0}{2} \cos(\Omega_0 t + \psi_2) \quad (3-6-20b)$$

$$i(t) = R \frac{1}{2} |E_1(t) + E_2(t)|^2 \\ = R \frac{E_0^2}{8} \left\{ \frac{\cos 2\Omega_0 t + 1}{2} (\cos^2 \psi_1 + \cos^2 \psi_2 + 2 \cos \psi_1 \cdot \cos \psi_2) \right. \\ \left. - \frac{\cos 2\Omega_0 t - 1}{2} (\sin^2 \psi_1 + \sin^2 \psi_2 + 2 \sin \psi_1 \cdot \sin \psi_2) \right. \\ \left. - \sin 2\Omega_0 t (\cos \psi_1 + \cos \psi_2) (\sin \psi_1 + \sin \psi_2) \right\} \quad (3-6-21a)$$

上式(3-6-21a)において、受光素子が検出できない光周波数成分を除き、整理して、次式(3-6-21b)に示す。

$$i'(t) = R \frac{I_0}{4} \{1 + \cos(\psi_1 - \psi_2)\} \quad (I_0 \equiv \frac{E_0^2}{2}) \quad (3-6-21b)$$

さらに、上式(3-6-21b)において、パラメータ： $\psi_1 - \psi_2$ を、光位相変調電極に印加する変調信号 $\psi(t)$ と、当該光位相バイアス（バイアス電圧）条件 $\theta_b$ を用いて、次式(3-6-22)のように表現すると、

$$\psi_1 - \psi_2 = \theta_b + \psi(t) \quad (3-6-22)$$

MZ型光変調器から出力される光電力 $P_{out}(t)$ を、 $\theta_b$ の条件に応じて次式(3-6-23)のように表わすことができる。

$$a) \theta_b = 0 \text{ の時: } P_{out}(t) = R i'(t) = R \frac{I_0}{4} \{1 + \cos \psi(t)\} \approx \frac{I_0}{4} \{2 - \frac{1}{2} \psi(t)^2\} \quad (3-6-23a)$$

$$b) \theta_b = \frac{\pi}{2} \text{ の時: } P_{out}(t) = R i'(t) = R \frac{I_0}{4} \{1 + \sin \psi(t)\} \approx \frac{I_0}{4} \{1 + \psi(t)\} \quad (3-6-23b)$$

$$c) \theta_b = \pi \text{ の時: } P_{out}(t) = R i'(t) = R \frac{I_0}{4} \{1 - \cos \psi(t)\} \approx \frac{I_0}{8} \psi(t)^2 \quad (3-6-23c)$$

図3-6-19に、MZ型光変調器の印加電圧対出力光電力特性を模式的に示し、バイアス電圧条件と光変調特性との関係を説明する。式(3-6-23b)は、一般的な光強度変調動作時のバイアス電圧条件（ $V_b$ ）に相当し、当該条件において、変調信号 $\psi(t)$ と出力光電力 $P_{out}(t)$ （光電流 $i(t)$ ）は線形な関係を示す。一方、式(3-6-23a)および(3-6-23c)は、 $\psi(t)$ と $P_{out}(t)$ との関係において最も非線形性が大きく、光強度変調信号の歪が最大となるバイアス電圧条件（ $V_a$ および $V_c$ ）である。しかしながら、 $\psi(t)$ と出力光振幅（電界） $E_{out}(t)$ （ $\propto \sqrt{P_{out}(t)}$ ）との線形性は良好であり、光振幅変調動作の最適条件を表す。なお、バイアス電圧条件 $V_a$ では、DC発光成分が大きい

ためショット雑音やRINが増大してCNR特性の面で不利となり、同条件 $V_c$ では、印加電圧対出力光電力特性の「谷」にバイアスするため、光変調器の実質的な挿入損失が増大するという課題がある。

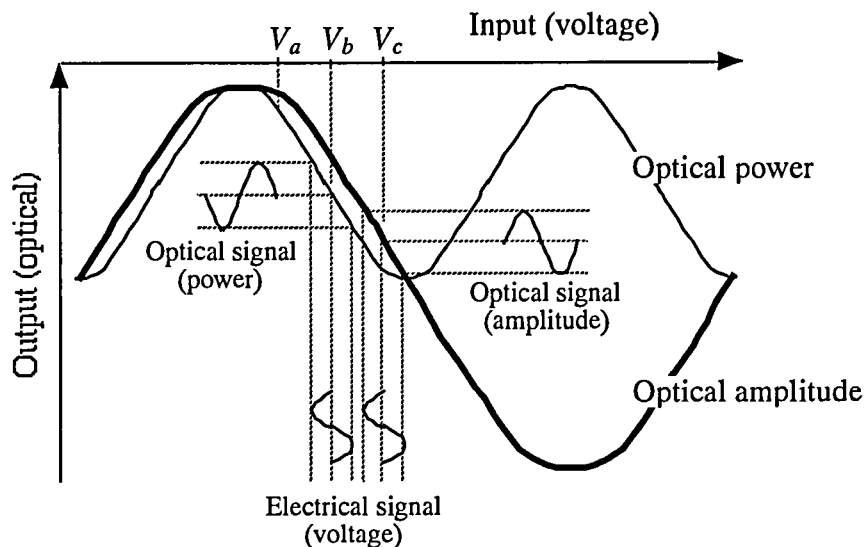


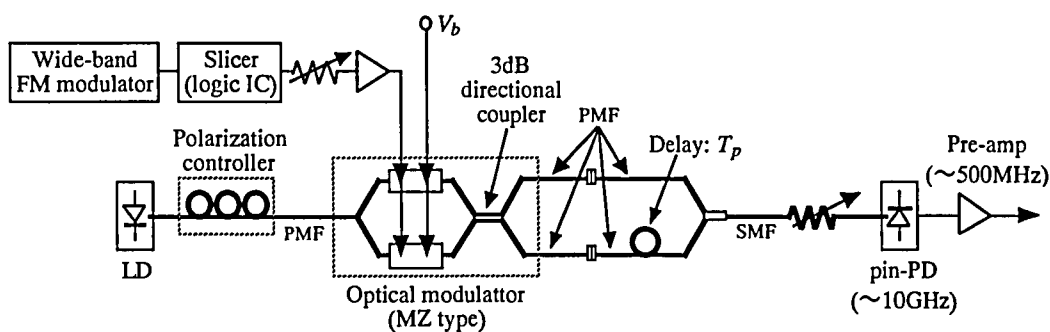
図3-6-19 MZ型光変調器の入出力特性

### 3.6.2.3 実証実験

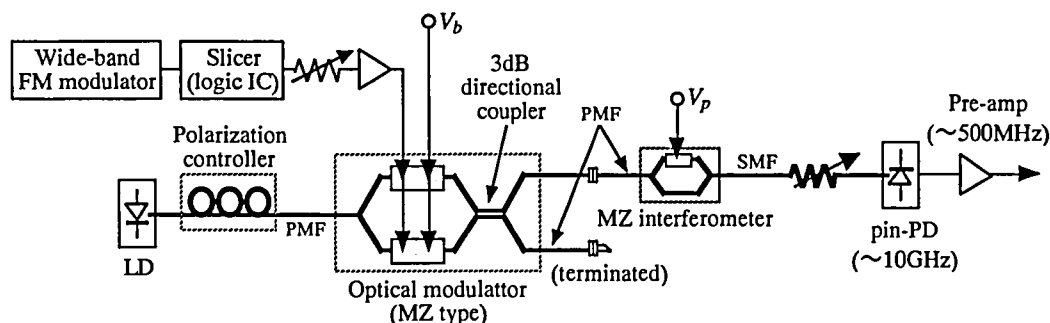
#### (1) 評価系

図3-6-20に示す評価系を用いて、コヒーレント直接復調方式を実験的に検証する。広帯域FM変調器とMZ型光変調器の間にスライサ（10Gbps用論理ゲート素子）を挿入し、広帯域FM信号の強度変動成分を除去して、光源からの出力光を変調する。光変調信号を、光干渉計を介して、受光素子（pin-PD、帯域：～10GHz）で自乗検波し、プリアンプ（帯域：～500MHz）で低域濾波と増幅を行う。なお、光波のコヒーレンシを利用する本技術では、光信号のスペクトル線幅（位相雑音）により、復調信号品質が影響を受ける可能性がある。そのため、光源として、外部共振器型レーザ（線幅：～数十kHz）とDFBレーザ（同：～数百kHz）を比較評価した。また、光干渉計としては、ファイバ型（図3-6-20(a)）とガラス導波路型（図(b)）を検討した。前者は、MZ型光変調器の2つの出力ポートを光カプラで合波接続することにより構成し（遅延量差 $T_p \sim 9.6\text{psec}$ ）、後者には、ガラス基板上に形成された光導波路によるMZ干渉計（ $T_p \sim 48\text{psec}$ ）を使用した。ガラス導波路型光干渉計では、光導波路を温度制御することにより、当該透過特性を波長方向にスライドさせて、式(3-6-19)の条件を容易に実現することができる。

図3-6-21には、各光干渉計の透過特性の測定結果を示す。なお、測定は、光干渉計にEDFAのASE光を入力して、当該出力光を光スペクトルアナライザで観測することにより行った。本図(a)から分かるように、ファイバ型光干渉計は、FM復調帯域幅：25GHz（FSR：Free Spectral Range～50GHz）と極めて広帯域な特性を有する。但し、光干渉計を偏波保存ファイバで構成した場合においても、環境温度等の外部擾乱による光信号の偏波変動や光接続部（光コネクタ）における反射光の影響を完全に除去することは難しく、当該透過特性の安定性は高くない。一方、図(b)に示すように、ガラス導波路型光干渉計は安定な透過特性を有するが、当該遅延量 $T_p$ が最適条件ではないため、復調帯域幅：5GHz（FSR=10GHz）と動作範囲が不足している。このため、広帯域なFM変調信号の側波帯成分が抑圧されて、復調品質を劣化させる可能性がある。

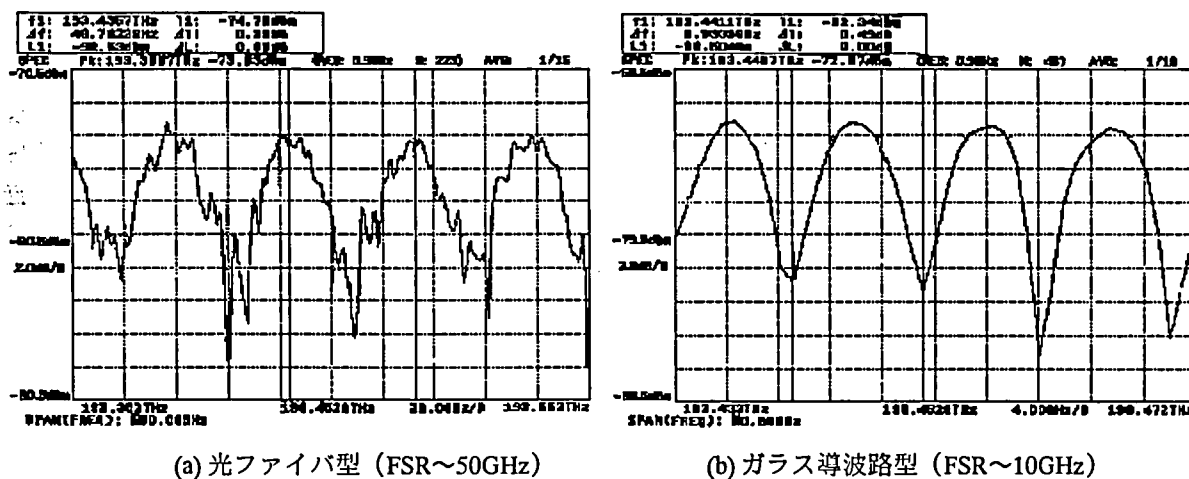


(a) ファイバ（光カブラ）型光干渉計を用いた場合



(b) ガラス導波路型光干渉計を用いた場合

図3-6-20 評価系 構成



(a) 光ファイバ型 (FSR~50GHz)

(b) ガラス導波路型 (FSR~10GHz)

図3-6-21 光干渉計の透過特性

## (2) 実験結果および考察

本技術を用いて、多チャンネルFDM信号による広帯域FM信号を復調した場合の信号品質について、測定結果を示すと共に、これを考察する。なお、光干渉計としてガラス導波路型を使用し、FM搬送波周波数  $f_c=2.5\text{GHz}$  に設定した。

### (a) 復調スペクトル

図3-6-22に、FM復調信号 (AM11ch) のスペクトルを示す。また、図3-6-23には、光受信器出力における低周波域の雑音スペクトルの測定結果について、光源として(a)外部共振器型レーザおよび(b)DFBレーザを用い

た場合をそれぞれ示す。本図から分かるように、光源による雑音レベルの差異はなく、DC近傍のホモダインビートノイズも顕在化していない。また、三角雑音も発生していないことから、当該雑音特性は、光受信器に用いるプリアンプの熱雑音（白色雑音）によってほぼ決定され、光信号の位相雑音の影響は少ないと考えられる。

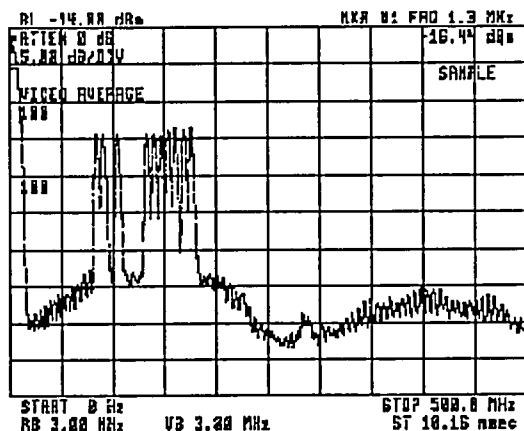
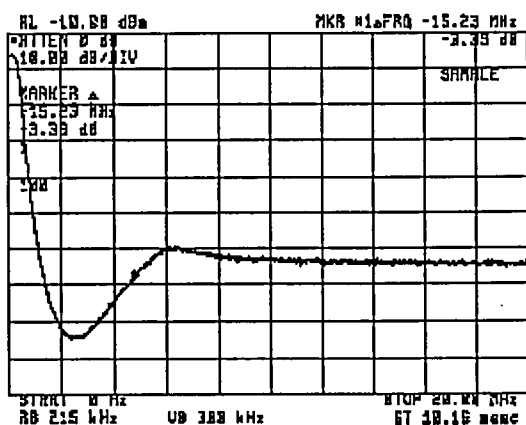
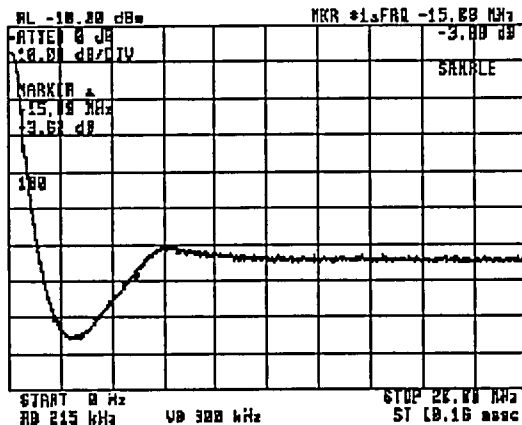


図3-6-22 FM復調信号スペクトル (AM11ch)



(a) 光源：外部共振器型レーザー



(b) 光源：DFBレーザー

図3-6-23 復調雑音レベル（帯域：～20MHz）

#### (b) CNR特性

図3-6-24に、FDMチャンネル数をパラメータとして、CNRの周波数偏移量依存性の測定結果を示す。なお、MZ型光変調器における広帯域FM信号の光変調度：～90%，光受信器・受光レベル：～-14dBmとした。本図に示すように、例えば1ch伝送時にCNR≥42dBを実現するためには、従来比約2倍の周波数偏移量：200MHz/chを必要とする。また、周波数偏移量を大きくした場合、あるいはチャンネル数を増やした場合には、CNR特性が劣化することが分かる。これは、FMスペクトル帯域幅（40ch変調時に6～7GHz）に対するガラス導波路型光干渉計の復調帯域不足（第3.5.1節参照）に加えて、光受信器出力に生じる残留FM信号スペクトルによる妨害が原因と考えられる。即ち、式(3-6-17)および(3-6-17)から分かるように、本技術では、FM復調信号と共に元のFM変調信号成分が残留するため、FM変調信号を広帯域化すると、当該残留成分の下側波帯が復調帯域に干渉する。この対策としては、FM搬送波周波数の高周波化が最も効果的で、例えば図3-6-25に示すように、当該周波数を7.5GHzあるいは12.5GHz（3/4FSRの整数倍）に上昇させることにより、残留FM信号スペクトルの影響を軽減可能である。

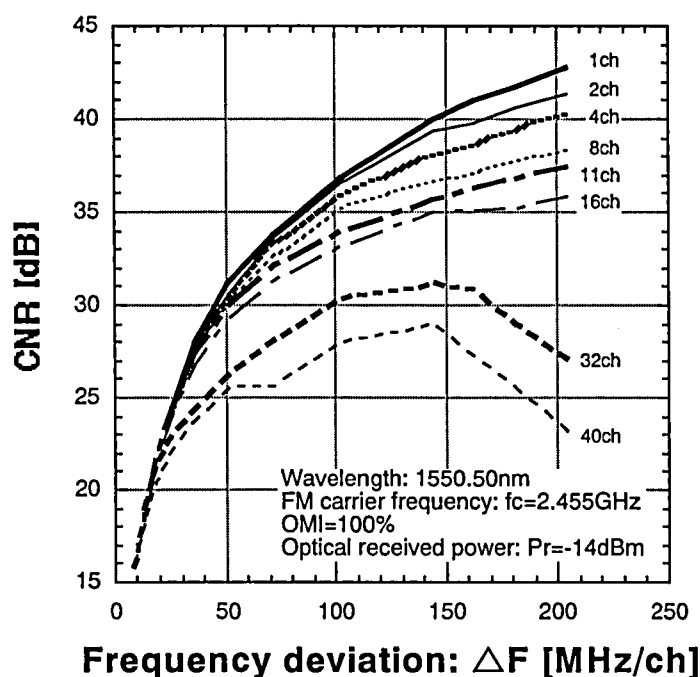


図3-6-24 CNRの周波数偏差量依存性

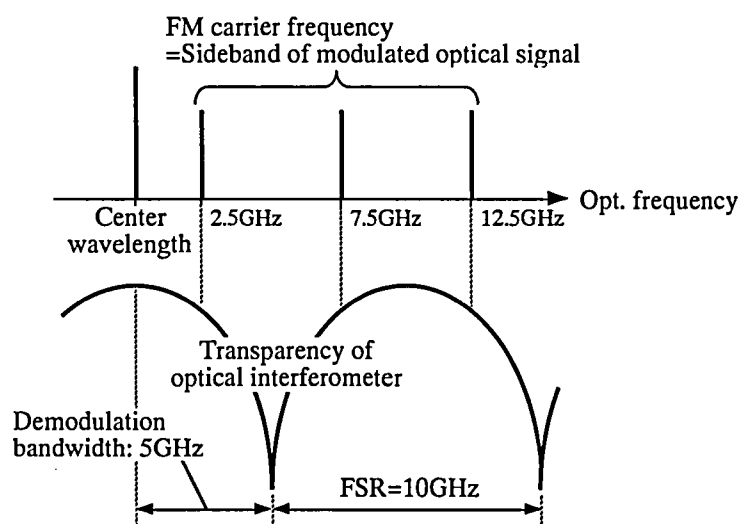


図3-6-25 FM搬送波周波数の設定と復調帯域の関係

図3-6-26には、CNRの受光電力依存性を示す。本図において、チャンネル数の少ない場合、CNRは受光電力に対してほぼ線形な依存性を示すが、多チャンネル（40ch）時には当該依存度（傾き）が低下する上、非線形性が大きくなることから分かる。この原因は、図3-6-25にも示したように、光干渉計の透過特性（正弦関数）をFM復調特性として利用することに起因して、その周期性（非線形性）の影響が現れるためと考えられる。

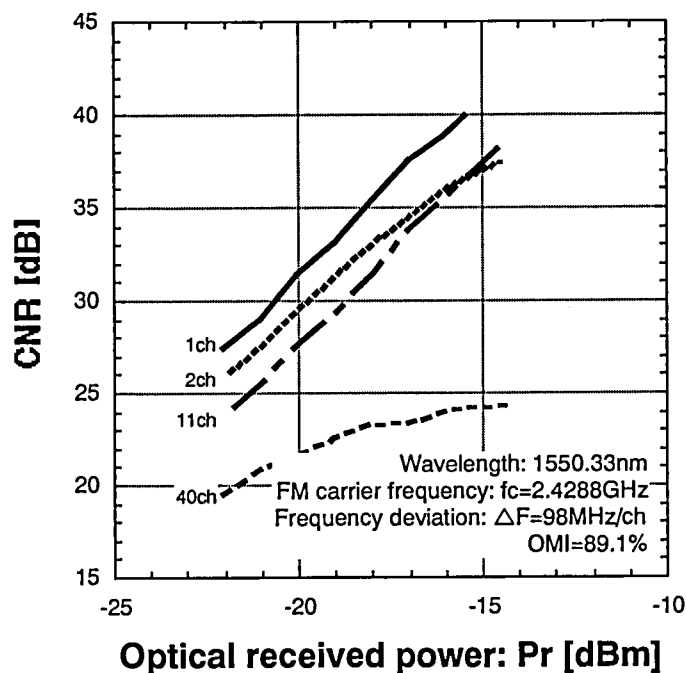


図3-6-26 CNRの受光電力依存性

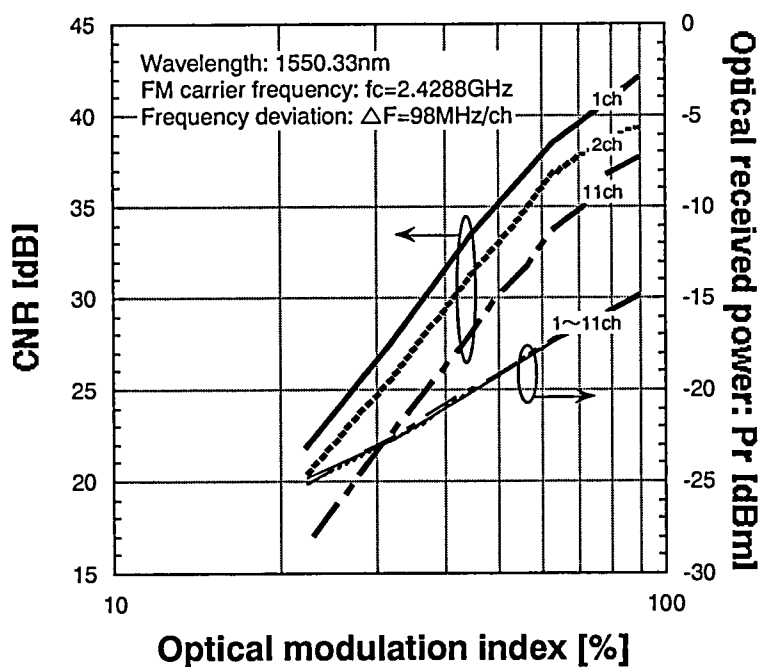


図3-6-27 CNRおよび受光電力の光変調度依存性

図3-6-27に、光変調度に対するCNRおよび受光電力の依存特性の測定結果を示す。本図において、光変調度に対するCNR上昇率は、SCM光伝送等に見られる一般的特性に対して約2倍の大きさを有すると共に、MZ型光変調器のバイアス電圧一定にも関わらず、光変調度上昇に伴い受光電力が増大することが分かる。上述したように、本技術では、光変調器を光振幅変調動作させるために、印加電圧対出力光電力特性の「谷」近傍にバイアス電圧条件を設定する。このため、変調信号振幅を大きくすると、図3-6-28に示すように、光信号波形の一方の極性が折り返されて、平均光電力が増大する( $P_1 \rightarrow P_2$ )と共に、CNR上昇率が見かけ上大きい

くなるものと考えられる。

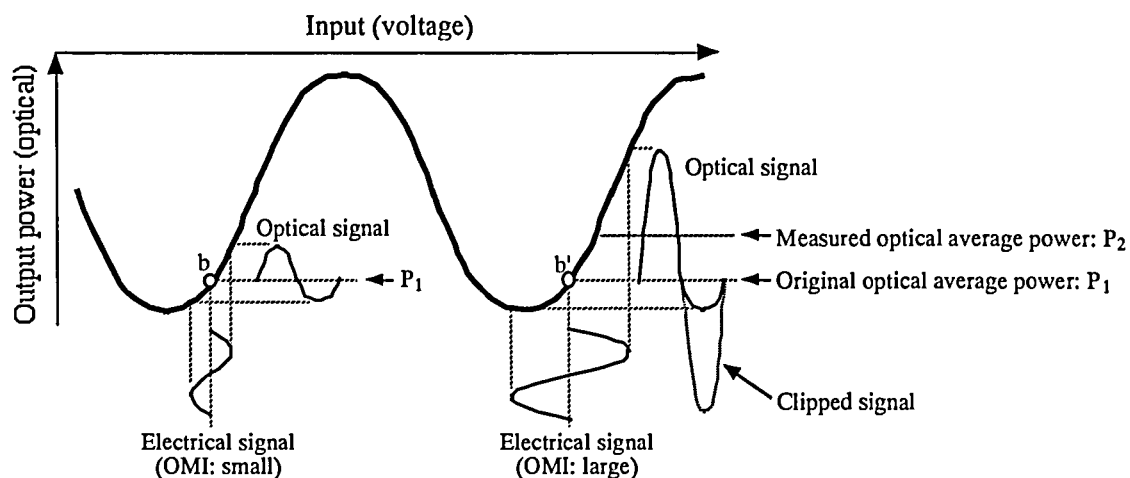


図3-6-28 光変調度上昇に伴う平均光電力の増大

#### 3.6.2.4 まとめ

光信号処理を用いた新たなFM復調方式として、光伝送路に挿入した光干渉計のFM復調効果を利用し、光受信器からFM復調信号を直接取り出すことのできるコヒーレント直接復調技術を提案し、その原理を理論と実験により検証した。

本技術では、FM復調効率を確保する観点から、光変調方式として光振幅変調がより有利である。また、光干渉計の遅延量差は、広帯域FM信号の搬送波周波数および帯域幅に依存して最適条件が決まり、例えば復調帯域幅～6GHz（FM搬送波周波数：3GHz）を確保する場合に約40psecである。

また、CNR特性の評価を行い、例えば1ch伝送時に、周波数偏移量：約200MHz/chにおいて、CNR～42dBの性能を確認した。本技術におけるCNR制限要因は、主にFM復調帯域幅と、残留FM信号スペクトルの妨害であり、前者に対して光干渉計のFSR拡大、後者に対してはFM搬送波周波数の高周波化が有効と考えられる。



### 3.7 結言

多チャンネルFDM信号を一括して広帯域FM信号に変換し光伝送する構成により、AM信号等の高い伝送品質を必要とするRF変調信号を、比較的品質の低い光伝送路を用いて伝送できるFM一括変換型光伝送方式に関して、CNR、歪および伝送帯域幅の観点から、実験および理論による検討、解析を行い、その特性を明らかにした。また、これらの検討結果に基づいて、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド信号の光伝送システムのパラメータ設計、試作を行い、その伝送特性を検証した。

CNR特性について、残留AM成分や高調波成分、残留FM信号スペクトル等、特有の劣化要因を抽出し、それらの影響を解析すると共に、CNR理論の構築を行った。また、同理論に基づいて、AM/64QAMハイブリッド伝送において、両所要信号品質を同時に満たすことのできるパラメータ条件（周波数偏移量）を導出し、それぞれ43dB以上、33dB以上のCNR性能を達成できることを実証した。

歪特性に関しては、FM変調器、FM復調器およびFM伝送路の各ブロックにおいて特有の劣化要因を抽出し、特に、直線歪の発生原理とその特性に関する評価、解析を行った。まず、カーソンの可変周波数理論を多チャンネル・広帯域FM伝送に展開し、実測値に対して約2dB以内の精度を有する群遅延歪理論を構築した。また、FM復調動作に起因した特有のパルス化歪をモデル化し、FM復調器に入力する高調波成分に依存した過剰歪特性を、理論と実験により明らかにすると共に、当該過剰歪を抑圧する具体的条件として、高調波成分の許容レベル：-30dBc以下を導出した。以上の結果に基づいて、AM/64QAMハイブリッド光伝送において、CSO（AM-AMキャリア間）：-55dBc以下、CSO（AM-QAMキャリア間）：-51dBc以下、CTB：-54dBc以下の歪性能を実証した。

さらに、広帯域FM信号に対する帯域制限効果が、伝送特性に与える影響を検討し、各所望品質を確保するために必要な伝送帯域幅を導出した。即ち、等価雑音パルスを用いたモデル化手法に基づき、帯域制限時のCNR劣化現象を解析することにより、帯域幅と伝送信号品質との関係を定量化し、FMスペクトル拡がり（標準偏差）の約4倍（ $\pm 2.7\text{GHz}$ ）の帯域幅を確保する必要があることを明らかにした。

以上の研究は、FM一括変換型光伝送方式に関するトータルな視点からの評価、解析、設計を初めて達成したものである。これにより、本方式に基づく光映像伝送システムは、その現実性を確固たるものとし、商用化されるに至っている。

### 第3章・参考文献

- [1] K.Kikushima, C.Kishimoto, H.Yoshinaga, K.Kumozaki, H.Mawatari, and N.Shibata; "Optical super wide-band FM modulation scheme and its application to multi-channel AM video transmission systems," Proceedings of IOOC'95, PD2-7 (1995).
- [2] K.Kikushima, H.Yoshinaga, H.Nakamoto, C.Kishimoto, H.Kawabe, K.Suto, K.Kumozaki, and N.Shibata; "A super wideband optical FM modulation scheme for video transmission systems," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.14, no.6, pp.1066-1075 (1996).
- [3] 布施 優, 野島一宏, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調型光映像伝送方式の検討(2) CNR特性から見たFM周波数偏移量に関する実験的考察」, 1996年電子情報通信学会総合大会 B-1210, p.642 (1996).
- [4] 増田浩一, 工藤義春, 布施 優, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調型光映像伝送方式の検討(3) 64QAM信号の歪および誤り率特性」, 1996年電子情報通信学会総合大会 B-1211, p.643 (1996).
- [5] K.Kikushima, C.Kishimoto, S.Ikeda, N.Sakurai, K.Kumozaki, and N.Shibata; "Distortion compensation technique for optical video transmission systems employing AM/FM converters," Proceedings of OECC'96, 19B1-5 (1996).
- [6] 桜井尚也, 岸本智正, 菊島浩二, 池田智, 雲崎清美, 「AM/FM一括変換光映像伝送システムにおけるQAM多重伝送」, 1996年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-1009, p.494 (1996).
- [7] 布施 優, 工藤義春, 増田浩一, 山本浩明, 川島勢一郎, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調形光映像伝送装置の開発(1) AM-FDM30ch伝送における総合CNR特性」, 1996年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-1013, p.498 (1996).
- [8] 菊島浩二, 岸本智正, 池田智, 松木光晴, 桜井尚也, 雲崎清美, 柴田宣, 杉江利彦; 「超広帯域FM一括変換型多チャンネルAM/QAM映像伝送装置」, 電子情報学会技術研究報告 OCS97-13, Vol.97, No.127, pp.37-42 (1997).
- [9] N.Sakurai, C.Kishimoto, K.Kikushima, K.Kumozaki, N.Shibata, and T.Sugie; "Fiber-optic multi-channel analog/digital video signal transmission employing super wide-band FM conversion technique," Technical Digest of 8th Intl. Workshop on Optical/Hybrid Access Networks, paper P.20 (1997).
- [10] M.Fuse, Y.Kudo, K.Noijima, Y.Ishii, S.Kawashima, S.Kitaji, and K.Fujito; "Super wide-band FM modulation technique for distributing multi-channel digital SCM signals on the optical access networks," Technical Digest of 8th Intl. Workshop on Optical/Hybrid Access Networks, paper P.9 (1997).
- [11] 布施 優, 工藤義春, 石井義一, 野島一宏, 雄谷 順, 川島勢一郎, 森倉 晋, 内海邦昭; 「広帯域FM変調形光伝送方式における帯域制限によるCNR劣化のモデル化の検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS97-14, Vol.97, No.129, pp.43-48 (1997).
- [12] Y.Kudo, M.Fuse, S.Morikura, K.Utsumi, and S.Kitaji; "Required quality for multichannel digital modulation signals in the transmission system employing optical super wideband FM technique," Technical Digest of OFC'98, WM18, pp.196-198 (1998).
- [13] M.Fuse, Y.Kudo, K.Utsumi, K.Fujito, J.Ohya, Y.Ishii, K.Noijima, S.Kawashima, and S.Kitaji; "CNR Characteristics of Analog/Digital Hybrid Transmission System employing Super Wide-band FM Technique," IOOC-ECOC'97, WE2B-6, Technical Digest Vol.3, pp.119-122 (1997).
- [14] 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野嶋一宏, 川島勢一郎, 森倉 晋; 「広帯域FM変調技術を用いた光映像伝送システムのCNR特性」, 電子情報通信学会論文誌B-I, Vol.J81-B-I, No.9, pp.557-565 (1998).
- [15] 布施 優, 野島一宏, 工藤義春, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送システムにおけるFM変調器およびFM復調器の歪特性とその評価方法」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS99-12, Vol.99, No.92, pp.19-24 (1999).
- [16] 布施 優, 野島一宏, 石井義一, 岩本光浩, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送システムにおける直線歪特性の解析」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS2000-91, Vol.100, No.611, pp.1-6 (2001).
- [17] 布施 優, 工藤義春, 石井義一, 野嶋一宏, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式におけるCNR特性から見た所要伝送帯域幅」, 電子情報通信学会論文誌B, Vol.J84-B, No.3, pp.496-504 (2001).

- [18] L. Xu, R. Taylor, and S. R. Forrest; "The use of optically coherent detection techniques for true-time delay phased array and systems," IEEE JLT, vol.13, no.8, pp.1663-1678, August (1995).
- [19] M.Fuse, Y.Kudo, K.Maeda, J.Ohya, M.Ishino, and K.Fujito; "Development of 128 Optical Distribution System of 150chs AM/QAM Hybrid Signals", Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol.79, No.11, pp.65-77 (1996).
- [20] 例えば, 米澤滋, 林新二; 「マイクロウェーブ通信方式」, コロナ社刊 (1957). 等
- [21] 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野島一宏, 雄谷 順, 川島勢一郎, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調技術を用いたアナログ/デジタル混在光伝送システムのCNR特性」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS97-3, Vol.97, No.54, pp.13-18 (1997).
- [22] 工藤義春, 布施 優, 川島勢一郎, 森倉 晋, 内海邦昭; 「FM一括変換光伝送方式における64QAM信号誤り率に対する残留FM信号の影響」, 1997年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-170, p.469 (1997).
- [23] 例えば, 伊藤祐弥, 藤井章; 「わかりやすいFM技術」, 電子科学シリーズ26, 7版, 広済堂産報出版刊 (1984). 等
- [24] 布施 優, 岩本光浩, 石井義一, 野島一宏, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式において広帯域FM信号の高調波が歪特性に及ぼす影響」, 2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-63, p.286 (2000).
- [25] 例えば, 菅原県山, 河津祐元, 内野俊治, 増田孝雄, 高田正美, 高橋良, 森永隆広; 「FM無線工学」, 日刊工業新聞社刊 (1959). 等
- [26] 工藤義春, 布施 優, 森倉 晋, 内海邦昭; 「FM一括変換型光伝送方式における広帯域FM信号スペクトラムの定量化の検討」, 1998年電子情報通信学会総合大会 B-10-164, p.628 (1998).
- [27] T.Kanada, K.Hakoda, and E.Yoneda, "SNR Fluctuation and Nonlinear Distortion in PFM Optical NTSC Video Transmission Systems", IEEE Trans. Communications, vol.COM-30, no.8, pp.1868-1875 (1982).
- [28] 三木哲也, 米田悦吾, 関本泰夫; 「光ファイバ汎用伝送方式の提案」, 電子通信学会技術研究報告 CS77-37, pp.101-108 (1977).
- [29] 布施 優, 工藤義春, 石井義一, 野島一宏, 雄谷 順, 川島勢一郎, 森倉 晋, 内海邦昭; 「広帯域FM変調形光伝送方式における帯域制限によるCNR劣化のモデル化の検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS97-14, Vol.97, No.129, pp.43-48 (1997).
- [30] 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野島一宏, 内海邦昭, 藤戸克行; 「AM/FM一括変換光映像伝送方式における帯域制限によるCNR劣化のモデル化」, 1997年電子情報通信学会総合大会 B-10-93, p.602 (1997).
- [31] 布施 優, 森倉 晋; 「光信号処理を用いたマイクロ波FSK信号の光伝送/直接復調方式」, 1998年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-136, p.458 (1998).

## 第4章 大容量光アクセス方式

### 4.1 緒言

映像配信は、光アクセスシステムの優位性を活かすことのできる最も有望なサービスである。一方、最近のインターネット需要の急増に見られるように、光アクセス網は、高速・常時接続のデータ通信サービスの提供手段としても大きな期待をかけられている。そこで、光アクセス網における「放送と通信の融合」に向けた様々な技術、システムが検討されている[1][2]。

次世代アクセス方式として期待されるATM (Asynchronous Transfer Mode) -PON, B (Broadband) -PONあるいはE (Ethernet) -PONは、1対多のPDSトポロジーやIP (Internet Protocol) 技術を駆使して、高速通信サービスを低コストに提供できるという優れた特徴を有するが、放送サービスをも追加、収容するためには、IPベースの一斉同報技術が不可欠となる。具体的には、光パケットの複製や遅延制御といった極めて高度な技術を必要とし、その本格的実用化には、未だ多くの時間を要すると予想される。さらに、多数の光加入者を収容し、全てに対してデジタル化された放送サービスと通信サービスを同時提供するためには、数百Gbpsから数Tbpsに及ぶ膨大な総伝送容量が要求される。経済性が重要視されるアクセスシステムにおいて、このような大容量伝送を実現するには、信頼性第一の幹線系や中継系とは異なる技術的アプローチが不可欠である。

一方、既述のように、SCM-PON、即ちSCM光伝送に基づく光多分配システムは、CATV向けの技術や設備を流用することで、光アクセス網上で容易かつ経済的に放送サービスを提供できる特徴を有し、前章までの研究成果等に基づき既に実用段階にある。

このような背景の下、著者は、SCM光伝送システムをベースとして、これにデジタルデータ伝送を収容することにより、多チャンネル映像配信サービスと高速通信サービスを同時提供できる次世代の大容量光伝送方式の提案を行った。

本章では、第4.2節において、FM一括変換型光伝送方式を用いて、通信用のベースバンドデジタル信号を周波数多重する”広帯域FM/ベースバンドデジタル重畳伝送方式”について、第4.3節で、SCM光伝送技術とWDM技術とを組み合わせ、大容量・超多チャンネル伝送を経済的に実現する”WDM/SCM光伝送方式”に関して、さらに、第4.4節において、フォトリックネットワーク技術を適用した”RF/デジタル混在WDMパケットルーティング方式”について、それぞれ研究内容を説明する。

### 4.2 広帯域FM/ベースバンドデジタル重畳伝送方式

#### 4.2.1 はじめに

第3章でも説明したように、SCM光伝送は、ベースバンドデジタル方式に比較して、高い光伝送路品質を必要とするため、受光レベルの低減、即ち送受信間レベル差の拡大が難しい。このため、WDM技術を用いて放送サービス (SCM光伝送) と通信サービス (デジタル光伝送) を同一ファイバ線路に収容した場合 [1][2]、SCM光信号の伝送距離限界によって、デジタル光伝送の持つ長距離伝送性等の特徴を活かすことができず、その整合性に課題を残している。また、光増幅器を備える光アクセスシステムにおいては、波長管理された複数の光信号を用いるWDM技術は、システム設計の複雑化を招き、光伝送設備の維持、管理の面で問題を有している。

第3章で説明したFM一括変換型光伝送方式は、受信ダイナミックレンジや多重反射耐性等、RF変調信号の光伝送に関わる課題や制限要因を、ベースバンドデジタル光伝送並みに改善、解決できるという特徴に加えて、多チャンネルFDM信号を1つの高周波信号に変換することにより、ベースバンド帯域に新たな信号を多重できる可能性を有している。この特徴を活かせば、WDM技術を用いることなく、コストメリットの大き

い周波数多重技術によって、放送サービスと通信サービスを経済的に融合できる[3][4]。

以下では、多チャンネルのRF変調信号とベースバンドデジタル信号を統合するための手段として、FM一括変換型光伝送方式の有効性を、理論解析と実験評価により検証する。具体的には、広帯域FM信号（RF変調信号）とデジタル信号を多重した場合、互いのCNR特性に与える影響を解析し、その結果に基づいて、両所要信号品質を同時に満足する光伝送パラメータ条件（受光レベル配分）の設計手法を構築する。

なお、附録5（第4.2.5節）において、本方式に特有のDUR劣化現象として、大受光レベル時の過剰なCNR低下の原因を理論的に考察し、その対策として光受信器の非線形歪レベルの許容条件を導出しているため、参照頂きたい。

本研究は、光アクセスシステムにおける「放送と通信の融合」の可能性を、現実的に提示した点において、重要な意味を有するものである。

#### 4.2.2 構成

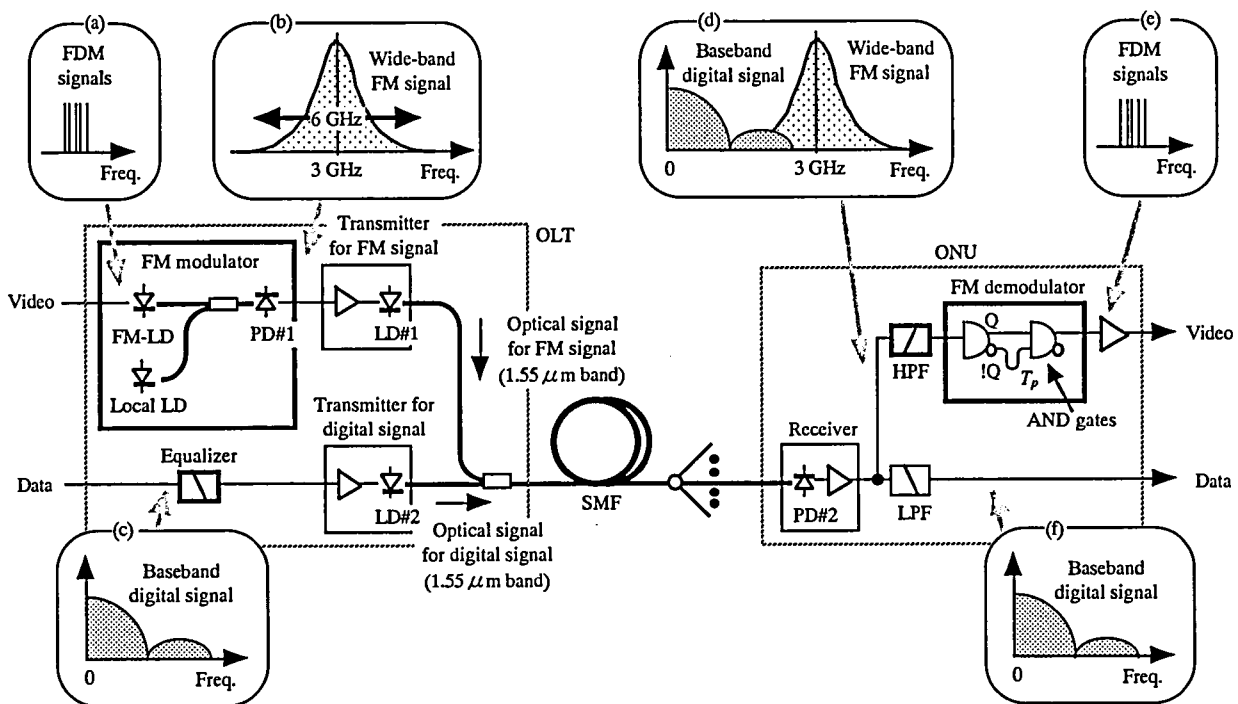


図4-2-1 広帯域FM/ベースバンドデジタル重畳伝送システム 構成

図4-2-1に、広帯域FM/ベースバンドデジタル重畳伝送方式のシステム構成を、表4-2-1に、同主要諸元および光伝送パラメータ仕様を示す。光送信器（OLT）は、第3章と同様に、2つのDFBレーザ（FM-LD、Local-LD）と自乗検波素子（PD）からなる光ヘテロダイン検波型のFM変調器を備えて、放送用RF変調信号による多チャンネルFDM信号を広帯域FM信号に一括変換し、さらに伝送用DFBレーザ（LD#1）を直接変調することによって光強度変調信号（以下、FM光信号と呼称する）に変換する。また、通信用のデジタルデータ情報を、直接変調（LD#2）により光変調信号（以下、デジタル光信号と呼称する）に変換し、FM光信号と合波の後、光ファイバ伝送路へ送出する。FM光信号、デジタル光信号の各波長は共に1.55 μm帯ながら、両光信号の差周波（ビート）成分が、各伝送信号の帯域内に発生しないよう充分異なる値に設定する。光受信器（ONU）では、受光素子（PD#2）によって受信光信号を電気信号に再変換した後、これを広帯域FM信号とベースバンドデジタル信号に周波数分離し、広帯域FM信号については、さらにFM復調器を用いて元の多チャンネルFDM信号に再変換する。

広帯域FM信号の変調条件は、第3章に準じて、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド信号を元信号と

し、FM搬送波周波数 $f_c=3\text{GHz}$ 、周波数偏移量：（AM帯）90MHz/ch、（64QAM帯）80MHz/carr.とする。ベースバンドデジタル信号仕様およびインターフェース条件等は、FSANコンソーシアムによるATM-PON仕様に準拠したもの（156Mbpsまたは622Mbps）とする。広帯域FM信号、ベースバンドデジタル信号共に、光変調度：90%でそれぞれ光信号に変換し、両所要信号品質を、AM信号（FM復調信号）：CNR $\geq 46\text{dB}$ 、ベースバンドデジタル信号：SNR $\geq 23\text{dB}$ （BER $\leq 10^{-10}$ に相当）とする。なお、後述するように、デジタル信号の高次スペクトル成分が、広帯域FMスペクトルに及ぼす干渉を軽減するため、必要に応じて光送信器内（LD#2前段）に帯域等化器（Equalizer）を挿入し、デジタル信号に帯域制限を施した。

表4-2-1 広帯域FM／ベースバンドデジタル重畳伝送システム 諸元および光伝送パラメータ仕様

パラメータ			設定	備考等
広帯域FM信号	キャリア数	AM帯	40	6MHz間隔
		64QAM帯	30	6MHz間隔
	周波数 偏移量	AM帯	95 MHz/ch (@217.25MHz)	標準偏差： $\sigma \sim 600\text{MHz}$
		64QAM帯	70 MHz/carr. (@677MHz)	
	搬送波周波数		3.0 GHz	
	スペクトル線幅（位相雑音）		40 kHz	
	スペクトルモデル		準ガウス分布	上記標準偏差 $\sigma$ を補正係数 $k$ 倍（ $k=1.3$ ，第3.4.2.1節参照）
ベースバンド デジタル信号	伝送レート		156 Mbpsまたは622 Mbps	
	スペクトルモデル		Sinc関数	
光伝送系 パラメータ	光変調度	広帯域FM信号 ( $m_{FM}$ )	90 %	
		ベースバンド デジタル信号 ( $m_{digital}$ )	90 %	
	光波長		1.55 $\mu\text{m}$ 帯	FM光信号，デジタル光信号共
	受信光信号・RIN		-136 dB/Hz	
	光受信器・PD変換効率（ $R$ ）		0.9 A/W	
	光受信器・ 入力換算雑音電流密度（ $I_i$ ）		15 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
所要信号品質	AM信号（FM復調信号）		CNR $\geq 46\text{ dB}$	
	ベースバンドデジタル信号		SNR $\geq 23\text{ dB}$	BER $\leq 10^{-10}$ 相当

本方式の主な技術的ポイントは、多チャンネルFDM信号を広帯域FM信号に変換することにより、合波後の光信号において、高周波帯に広帯域FM信号を、低周波帯（ベースバンド帯域）にデジタル信号を周波数多重し、同時伝送する点にある。本構成では、伝搬中に両信号が相互作用し、当該信号品質を損なう可能性がある。この課題に対処するため、広帯域FM信号・ベースバンドデジタル信号間の干渉現象を解析し、品質劣化を最小限に抑圧するべく、光伝送パラメータの検討を行った。具体的には、RF変調信号のCNRおよびベースバンドデジタル信号のSNRを、同時に満足する各光信号の受光レベル配分を明確化した。

#### 4.2.3 設計[5]

上述のように、本方式は、広帯域FM信号とベースバンドデジタル信号を周波数多重する構成に起因して、特有の信号品質劣化要因を有している。本節では、RF変調信号のCNRとベースバンドデジタル信号のSNRの観点から、互いの信号が及ぼす影響をモデル化し、その特性を検討する。

##### 4.2.3.1 ベースバンドデジタル信号のSNR特性

ベースバンドデジタル信号のSNR特性に関して、広帯域FM信号の多重伝送に起因する劣化要因は、主に以下の2つである。

- a) FM光信号によるショット雑音
- b) デジタル信号に対する広帯域FMスペクトルのクロストーク妨害

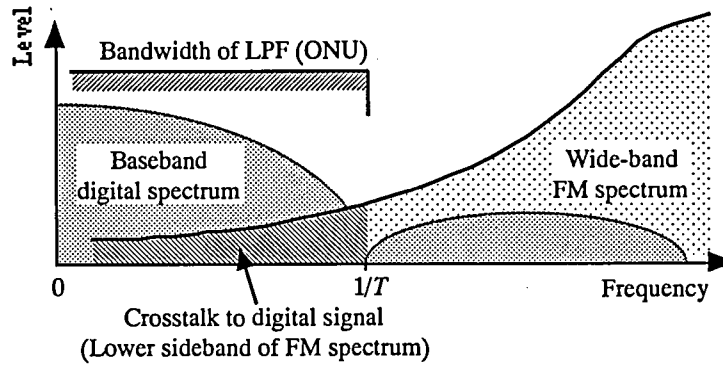


図4-2-2 ベースバンドデジタル信号に対する広帯域FMスペクトルのクロストーク妨害

第1の要因a)は、デジタル光信号以外の不要な光電力（FM光信号）が受光素子（PD#2）に入射することで生じる過剰なショット雑音である。また、第2の要因b)は、広帯域FM信号の下側波帯成分によるクロストーク妨害である。第3.4.2節で述べたように、広帯域FMスペクトルはガウス状に広帯域に分布し、その下側波帯は、図4-2-2に示すようにベースバンド帯域まで及ぶ。このため、光受信器において、デジタル信号を抽出（低域濾波）した場合においても、FMスペクトル成分を完全に除去することは不可能で、残留した下側波帯成分が、デジタル信号に対するクロストークとなる。本クロストーク量は、広帯域FM信号の電力スペクトル密度 $P(f)$ を、ベースバンドデジタル信号帯域に亘って積分することにより、次式(4-2-1)で求められる。

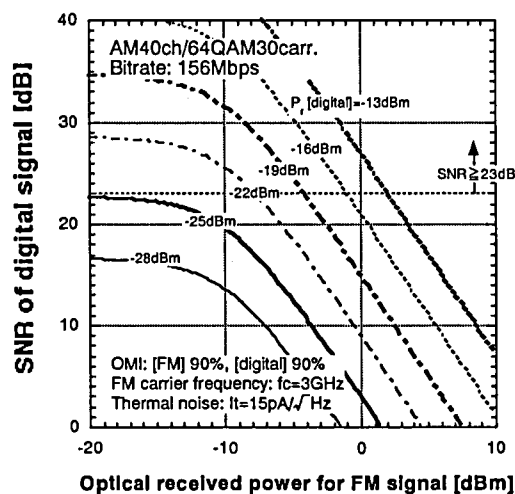
$$\int_0^{1/T} P(f) df \quad (4-2-1)$$

第3.4.2節の検討結果に基づき、広帯域FMスペクトル $P(f)$ として、当該「すそ」帯域の形状を正確に表現できる準ガウス分布モデル（フィッティング係数 $k=1.3$ ）を適用すれば、上式(4-2-1)のクロストーク量を、より精度良く算出できる。

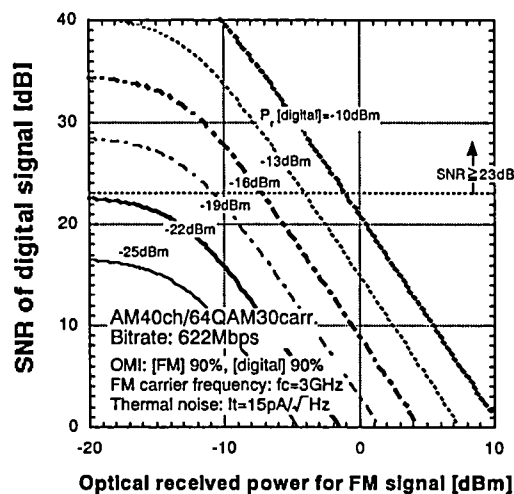
広帯域FM信号による劣化要因a), b)を考慮したベースバンドデジタル信号のSNR（DUR）と、両光信号の受光レベルとの関係は、次式(4-2-2)で表すことができる。

$$\begin{aligned} & \{(RP_{FM})^2 RIN + 2e RP_{FM}\} B_{digital} + (m_{FM} RP_{FM})^2 \frac{\sqrt{2\pi}}{2\sigma^2} \int_{B_{digital}} P(x) dx \\ & \leq (m_{digital} RP_{digital})^2 SNR_{digital}^{-1} - \{(RP_{digital})^2 RIN + 2e RP_{digital} + I_t^2\} B_{digital} \end{aligned} \quad (4-2-2)$$

ここで、 $m_{FM}$ 、 $m_{digital}$ は、それぞれ広帯域FM信号およびデジタル信号の光変調度、 $B_{FM}$ 、 $B_{digital}$ は、それぞれ広帯域FM信号およびデジタル信号の帯域幅、 $P_{FM}$ 、 $P_{digital}$ は、それぞれFM光信号およびデジタル光信号の受光レベル、 $\sigma'$ は、準ガウス分布モデル表現における広帯域FM信号のスペクトル拡がり（標準偏差）、 $SNR_{digital}$ は、ベースバンドデジタル信号のSNRである。

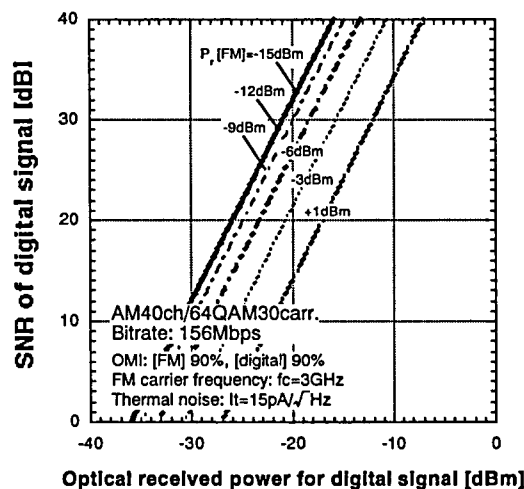


(a) デジタル伝送レート：156Mbps

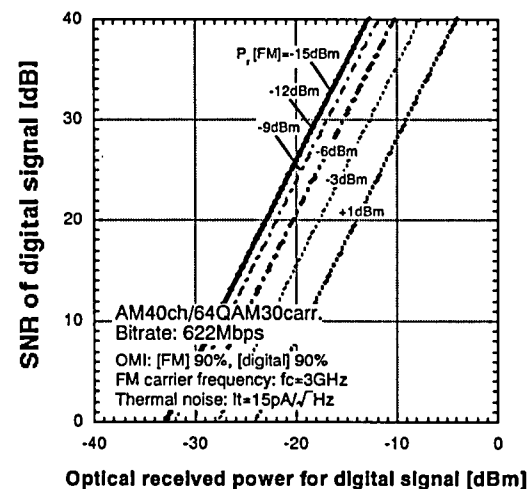


(b) デジタル伝送レート：622Mbps

図4-2-3 ベースバンドデジタル信号SNRのFM光信号・受光レベル依存性  
(パラメータ：デジタル光信号・受光レベル)



(a) デジタル伝送レート：156Mbps



(b) デジタル伝送レート：622Mbps

図4-2-4 ベースバンドデジタル信号SNRのデジタル光信号・受光レベル依存性  
(パラメータ：FM光信号・受光レベル)

上式(4-2-2)に基づいて、ベースバンドデジタル信号SNRのFM光信号・受光レベル依存性、およびデジタル光信号・受光レベル依存性を、図4-2-3および図4-2-4にそれぞれ示す（デジタル伝送レート：155Mbpsおよび622Mbps時）。本図から分かるように、デジタル信号のSNRは、FM光信号の受光レベル上昇に伴って著しく劣化し、例えば156Mbps伝送時において、デジタル信号の所要SNR $\geq 23$ dBを確保するためには、デジタル光信号の受光レベル条件：-19dBmに対して、FM光信号の受光レベルを約-5dBm以下に設定する必要がある。



#### 4.2.3.2 広帯域FM信号のCNR特性

RF変調信号のCNR特性に関して、ベースバンドデジタル信号の多重伝送に起因する劣化要因は、主に以下の2つである。

- c) デジタル光信号によるショット雑音
- d) 広帯域FM信号・デジタル信号間の干渉ビート雑音

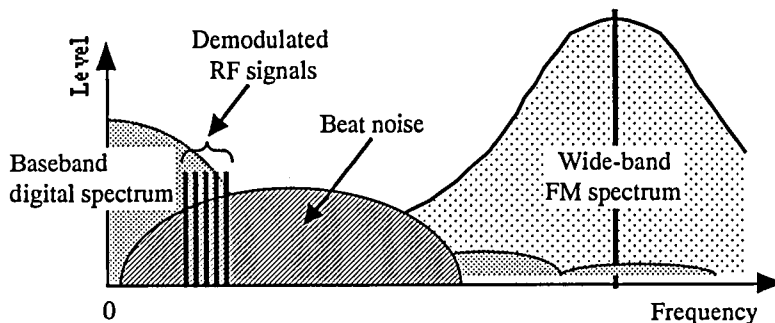


図4-2-5 広帯域FM信号の復調信号に対する干渉ビート雑音妨害

第1の要因c)は、FM光信号以外の不要な光電力（デジタル光信号）が受光素子に入射することにより生じる過剰なショット雑音である。第2の要因d)は、広帯域FM信号と共に、不要な信号成分（デジタル信号スペクトル成分の一部）がFM復調器に混入した際に、両信号間で生じるビート成分による妨害である[6]。前述したように、広帯域FM信号とベースバンドデジタル信号は、当該周波数スペクトルの一部が互いに重なり合うため、光受信器において、広帯域FM信号を抽出（高域濾波）した場合でも、デジタル信号のスペクトル成分を完全に取り除くことはできない。第3.3.2節でも説明したように、残留したデジタル信号のスペクトル成分は、不要波成分としてFM復調器に入力し、当該復調動作において、広帯域FM信号との間で図4-2-5に示すような干渉ビート雑音を生じさせ、FM復調信号（RF変調信号）に対する妨害要因となる。この干渉ビート雑音電力は、式(3-3-25)と同様に、次式(4-2-3)で表すことができる。

$$\frac{2f^2}{A^2} \int_{-\infty}^{\infty} P(x) \{Q(x+f) + Q(x-f)\} dx \quad (4-2-3)$$

ここで、 $Q(f)$ は、ベースバンドデジタル信号の電力スペクトル密度（Sinc関数）である。

ベースバンドデジタル信号による劣化要因c), d)を考慮したFM復調信号のCNRと、両光信号の受光レベルとの関係は、次式(4-2-4)で表される。なお、FM変調器の位相雑音は、その影響が小さいため考慮していない。

$$\begin{aligned} & \{(RP_{\text{digital}})^2 RIN + 2e RP_{\text{digital}}\} B_{AM} + \{(m_{\text{digital}} RP_{\text{digital}})^2 B_{AM} \frac{\sqrt{2\pi}}{\sigma f} \int_{B_{FM}} P(x) \{Q(x+f) + Q(x-f)\} dx \\ & \leq \frac{0.5 \Delta F^2 (m_{FM} RP_{FM})^2}{2 f^2} CNR_{AM}^{-1} - \{(RP_{FM})^2 RIN + 2e RP_{FM} + I_t^2\} B_{AM} \end{aligned} \quad (4-2-4)$$

ここで、 $B_{AM}$ は、FM復調信号（AM信号）のチャンネル当たり帯域幅、 $f$ は、FM復調信号（AM信号）の周波数、 $CNR_{AM}$ は、FM復調信号（AM信号）のCNRである。

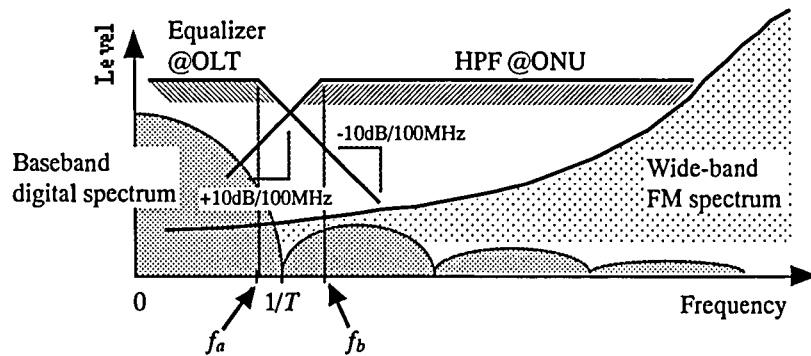


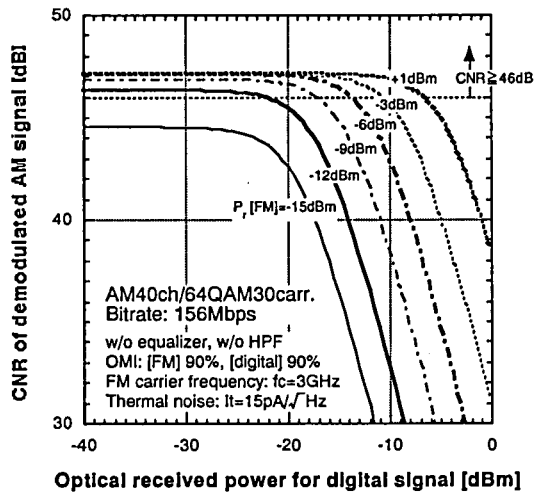
図4-2-6 干渉ビート雑音抑圧用フィルタ

表4-2-2 干渉ビート雑音抑圧用フィルタ 検討条件

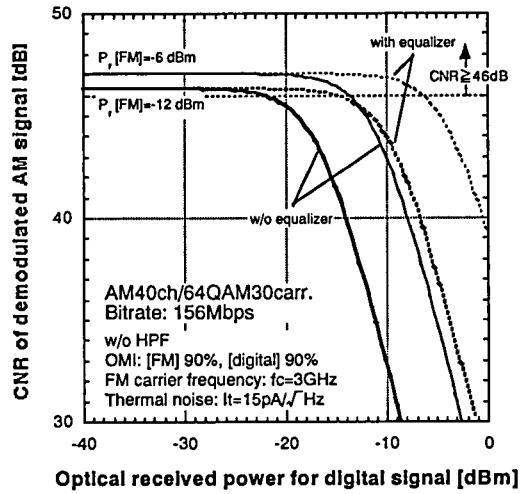
パラメータ		設定	備考等
ベースバンド デジタル信号 帯域等化器 (OLT・Equalizer)	カットオフ周波数 ( $f_a$ )	124.8 MHzまたは497.6 MHz	伝送レート×0.8
	透過特性	-10 dB/100MHz	周波数依存性：1次傾き特性
広帯域FM信号 抽出用 低域抑圧フィルタ (ONU・HPF)	カットオフ周波数 ( $f_b$ )	500 MHzまたは622 MHz	
	透過特性	+10 dB/100MHz	周波数依存性：1次傾き特性

広帯域FM信号・デジタル信号間の干渉ビート雑音を低減する最も簡易かつ有効な方法は、各周波数スペクトルに帯域制限を加え、周波数多重時のオーバーラップを抑えて、広帯域FMスペクトルに重畳されるデジタル信号のスペクトル成分を低減することである。以下に、具体的手段として、図4-2-1中に示すように、光送信器内に帯域等化器を設けてデジタル信号の高次スペクトル成分を抑圧する方法、光受信器（FM復調器前段）に低域抑圧フィルタ（HPF）を挿入してデジタル信号の低周波成分を除去する方法について検討する。なお、パラメータ設計の簡単化のため、各帯域制限フィルタは、図4-2-6および表4-2-2に示すように、カットオフ周波数から速やかに減衰し、周波数に対して1次の遮断特性（±10dB/100MHz）を有するものとした。

上式(4-2-4)に基づいて、図4-2-7および図4-2-8に、FM復調信号（AM信号）CNRのデジタル光信号・受光レベル依存性を、図4-2-9および図4-2-10に、干渉ビート雑音のみで決まる（強度雑音等の其他要因を除く）CNR特性を示す（デジタル伝送レート：155Mbpsおよび622Mbps時）。また、それぞれについて、デジタル信号に対して帯域等化器を適用した場合の特性を、非適用時と比較して示す。

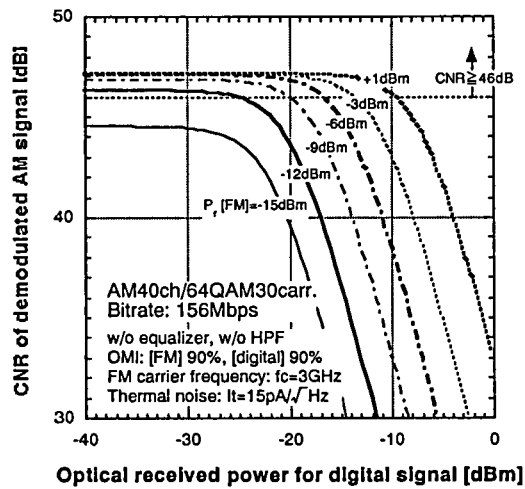


(a) パラメータ：FM光信号・受光レベル  
(デジタル信号帯域等化器なし)

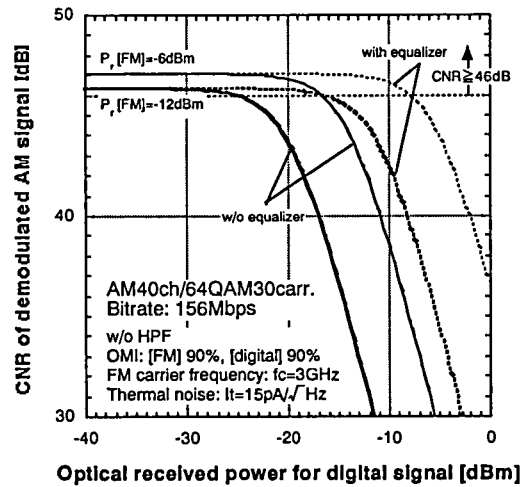


(b) デジタル信号帯域等化器の効果

図4-2-7 FM復調信号CNRのデジタル光信号・受光レベル依存性 (デジタル伝送レート：156Mbps)



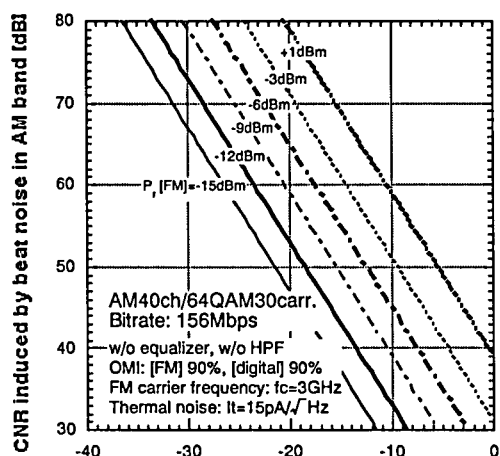
(a) パラメータ：FM光信号・受光レベル  
(デジタル信号帯域等化器なし)



(b) デジタル信号帯域等化器の効果

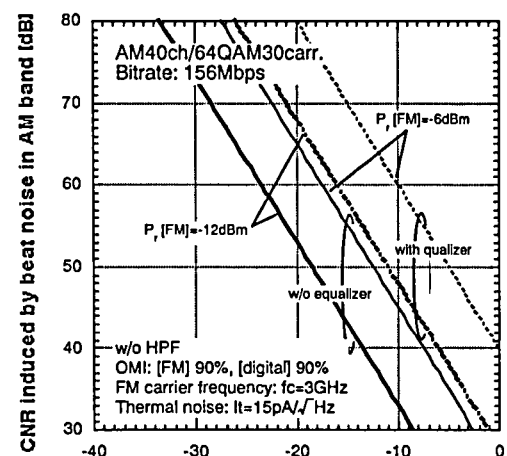
図4-2-8 FM復調信号CNRのデジタル光信号・受光レベル依存性 (デジタル伝送レート：622Mbps)

図4-2-3と同様に、図4-2-7および図4-2-8から、デジタル光信号の受光レベル上昇に伴って、FM復調信号のCNRが急激に劣化することが分かる。また、各図(b)に見られるように、デジタル信号の帯域等化器は、この劣化現象の軽減に有効で、非適用時に比べてデジタル光信号・受光レベルの許容値を約10dB上昇させることができる。なお、図示していないが、光受信器内の広帯域FM信号抽出用HPFの効果は小さく、非適用時とほぼ変わらない特性を示す。



Optical received power for digital signal [dBm]

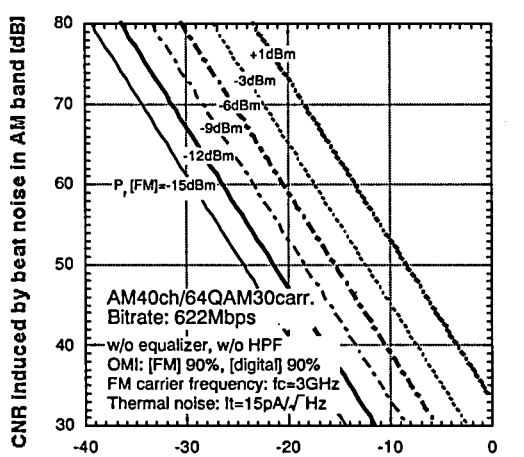
(a) パラメータ：FM光信号・受光レベル



Optical received power for digital signal [dBm]

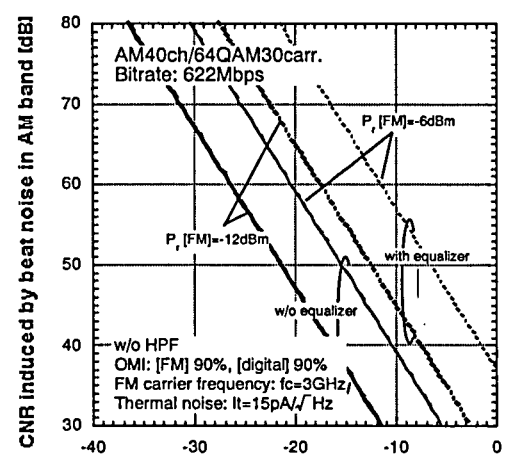
(b) デジタル信号帯域等化器の効果

図4-2-9 干渉ビート雑音によるCNRのデジタル光信号・受光レベル依存性  
(デジタル伝送レート：156Mbps)



Optical received power for digital signal [dBm]

(a) パラメータ：FM光信号・受光レベル



Optical received power for digital signal [dBm]

(b) デジタル信号帯域等化器の効果

図4-2-10 干渉ビート雑音によるCNRのデジタル光信号・受光レベル依存性  
(デジタル伝送レート：622Mbps)

#### 4.2.4 受光レベル設計[7]

前節の検討結果に基づいて、FM復調信号およびベースバンドデジタル信号の所要品質を同時に満足する各光信号の受光レベル条件を設計する。前述のように、デジタル光信号・受光レベルの上昇は、デジタル信号のSNRを向上させる一方で、過剰ショット雑音や干渉ビート雑音の増大によりFM復調信号のCNRを劣化させる。また、FM光信号・受光レベルの上昇は、FM復調信号のCNRを改善するが、デジタル信号のSNRを劣化させる性質を有する。これらの関係に基づいて、デジタル信号の所要SNRから、デジタル光信号の最小受光レベル条件とFM光信号の最大受光レベル条件を、FM復調信号の所要CNRから、FM光信号の最小受光レベル条件とデジタル光信号の最大受光レベル条件を、それぞれ導出できる。より具体的には、前述の劣化要因a)およびd)が、デジタル光信号の最小／最大受光レベルを、要因c)およびb)が、FM光信

号の最小／最大受光レベルをそれぞれ規定する。

図4-2-11に、デジタル伝送レート：156Mbps時において、両所要信号品質を満足する受光レベル条件を示す。本図(a)から、デジタル信号用帯域等化器を備えない場合には、デジタル光信号の受光レベルを、FM光信号に対して10dB程度小さくする必要があり、デジタル光信号の受光レベルに関するダイナミックレンジは、約3～5dBと小さい。一方、同図(b)から分かるように、帯域等化器によりデジタル信号の高次成分を予め抑圧する効果は極めて大きく、各受光レベルの設定幅を5～6dB程度拡大して、デジタル光信号の受光ダイナミックレンジを約12dB（-12～-24dBm）まで改善することができる。

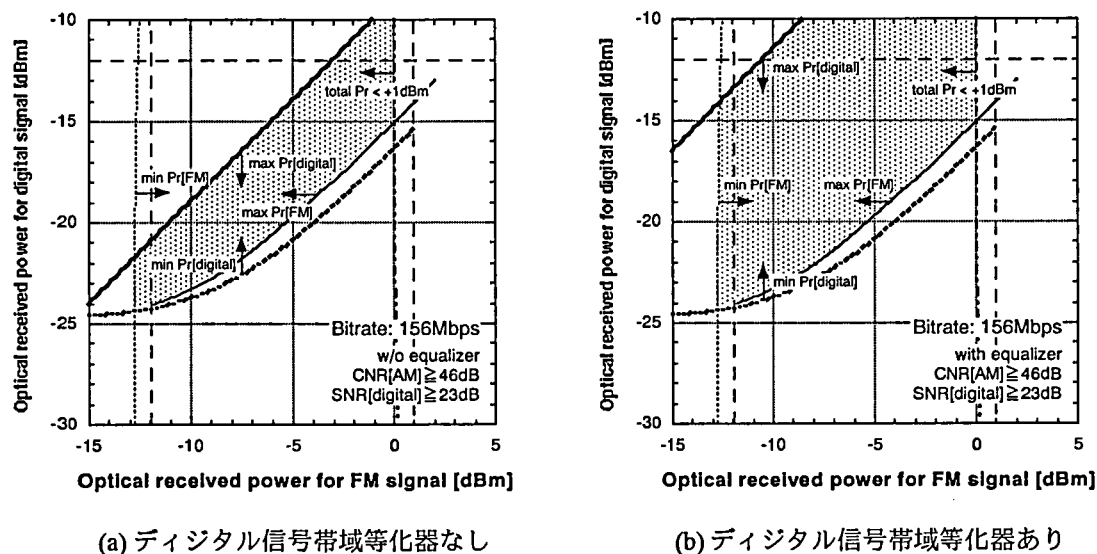


図4-2-11 FM光信号およびデジタル光信号の受光レベル条件（デジタル伝送レート：156Mbps）

図4-2-12には、デジタル伝送レート：622Mbps時における受光レベル条件を示す。本図(a)に示すように、デジタル信号を帯域等化しない場合、両所要信号品質を同時に満たす受光レベル条件はなく、広帯域FM信号とデジタル信号の多重伝送は不可能である。また、同図(b)から、デジタル信号に帯域等化を施せば、受光レベル条件を確保できるものの、そのダイナミックレンジは約5dBと小さいことが分かる。

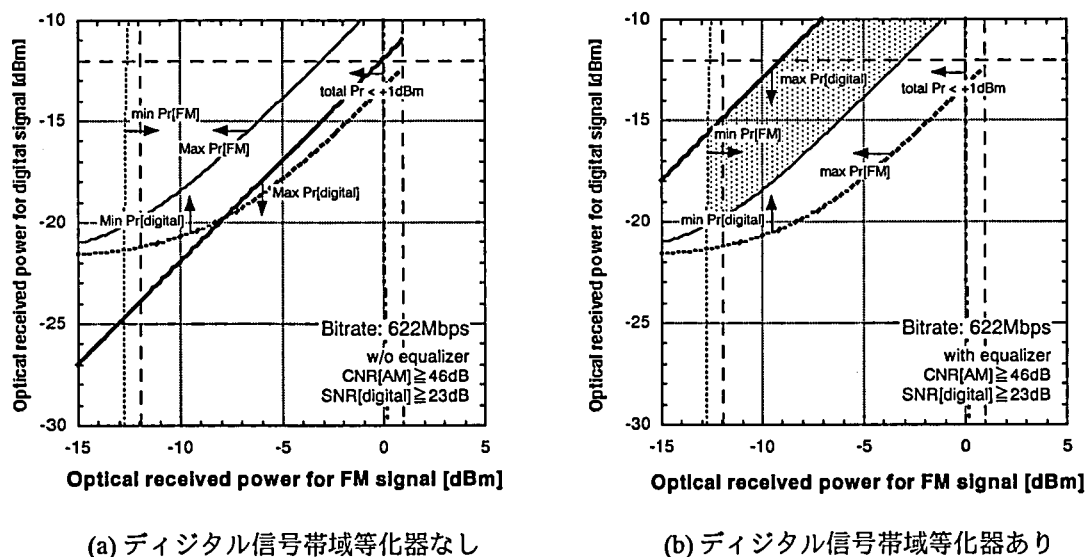


図4-2-12 FM光信号およびデジタル光信号の受光レベル条件（デジタル伝送レート：622Mbps）

以上の結果を、図4-2-13にまとめて示す。デジタル伝送レート：156Mbpsの場合、FM光信号の受光レベル範囲：-12.5～-0.5dBmに対して、デジタル光信号に約12dBの受信ダイナミックレンジ（-24～-12dBm）を確保できることが分かる。これは、FSANコンソーシアム規定（Class.B）による受光レンジ仕様：-25～-12dBmにほぼ匹敵する性能であり、本方式の高い汎用性を表している。但し、622Mbps伝送時においては、デジタル光信号の最小受光レベルは約-20dBmまで上昇し、当該ダイナミックレンジも大幅に減少するため、実用性は低いと考えられる。

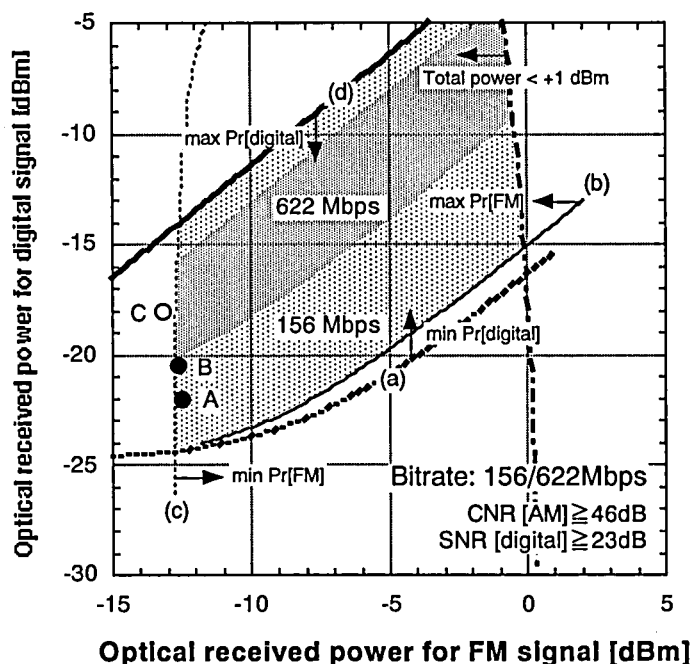


図4-2-13 FM光信号およびデジタル光信号の受光レベル設計

表4-2-3に、図4-2-13中の受光レベル条件（3ポイント：A，B，C）におけるCNR測定例（AM信号）を示す。同受光レベル条件の有効範囲内の2点（A，B）で、所要CNR $\geq$ 46dBを満足するのに対し、範囲外のC点では僅かながら満たしていないことが分かる。この結果から、上述の受光レベル設計手法の妥当性が明らかである。

表4-2-3 広帯域FM／ベースバンドデジタル重畳伝送方式・CNR測定例

測定ポイント	受光レベル [dBm]		CNR [dB] (AM信号)
	FM光信号	デジタル光信号	
A	-12.5	-22.0	46.9
B	-12.7	-20.4	46.6
C	-13.3	-18.0	45.9

### 4.3 超多チャンネルWDM/SCM光伝送方式

#### 4.3.1 はじめに

インターネットを中心とした通信需要の増大に応えるため、WDM技術の研究、開発が盛んに行われている。WDM技術は、幹線系を中心としたベースバンドデジタル伝送システムの大容量化を主な目的として実用化が進められてきたが、近年では、アクセス網のボトルネック解消の手段としても注目されつつある。ところで、幹線システムで多く用いられている外部光変調方式は、一般に高コストで、経済性が優先されるアクセス系への適用が難しい。アクセスシステムの一形態である光CATVでは、低コスト化に有利な直接光変調方式によるSCM光伝送技術が広く用いられているが、これにWDM技術を組み合わせれば[8-10]、大容量化のみならず、新規サービスを柔軟に追加、拡張できる多重分離性に優れたシステムを構築できる。

以下では、SCM光伝送技術とWDM技術の組み合わせにより、最大約10,000chの総容量と、異なる種類の情報を容易に混在収容できる柔軟性を備えた”超多チャンネルWDM/SCM光伝送方式”を提案、検証する[11][12]。具体的には、本方式特有の課題であるWDMデバイスのアナログ伝送特性に着目して、光チューナとEDFAに対する要求性能を実験と理論により明らかにすると共に、当該デバイスの動作条件および光伝送パラメータの最適設計を行う[13][14]。

本研究は、WDM技術を用いた光アクセス方式に関して、最大容量の伝送性能を実証した点で大きな意義を有するものである。

#### 4.3.2 構成

図4-3-1に、WDM/SCM光伝送方式のシステム構成を、表4-3-1に、同主要諸元を示す。光送信器（OLT）は、複数のレーザをそれぞれ多チャンネルFDM信号で直接変調することによってSCM光信号を生成した後、波長多重して光ファイバ伝送路へと送出する。当該波長多重信号を、多段接続されたEDFAで一括して光増幅し、複数の光受信器（ONU）に分配、伝送する。光受信器では、光チューナ（波長可変光フィルタ）を用いて所望波長の光信号を抽出した後、これをFDM信号に変換し、さらに電気チューナで所望チャンネルを選択、受信する。

多チャンネルFDM信号の搬送波変調方式には16QAMを採用し、伝送路の非線形性等による2次歪の影響を回避するため、オクターブ配置の周波数帯（2～4GHz帯）に周波数間隔6MHzで全310キャリアを多重する。このFDM信号によるSCM光信号を、波長間隔100GHzで32波長多重することにより、総チャンネル数：9,920ch、総容量：約200Gbpsの伝送性能を確保する。直接変調レーザとして1.55 $\mu$ m帯DFBレーザを用い、EDFAと光分岐器を3段縦続接続することにより、約8,000の光多分配を実現する。波長分散歪を抑圧するため、分散シフトファイバ（DSF）を用いて最大20kmを伝送し、光チューナには、狭帯域の波長選択性に優れたフーリエ回折格子型光フィルタ[17][18]を使用する。波長多重信号の波長精度は、DFBレーザと光チューナの各制御精度で決まり0.08nm以下である。

所要信号品質を、 $CNR \geq 22\text{dB}$ 、 $CIR$ （Carrier to Interference Ratio） $\leq -33\text{dBc}$ として、 $BER \leq 10^{-8}$ （誤り訂正前。訂正後 $BER \leq 10^{-10}$ に相当）を確保する[19]。ここで、 $CIR$ とは、不要波成分に対する希望信号の品質を表し、本方式では、光チューナの波長選択性能に依存する隣接波長チャンネルのクロストークと、伝送路の非線形性によって発生するCTBで決定される。

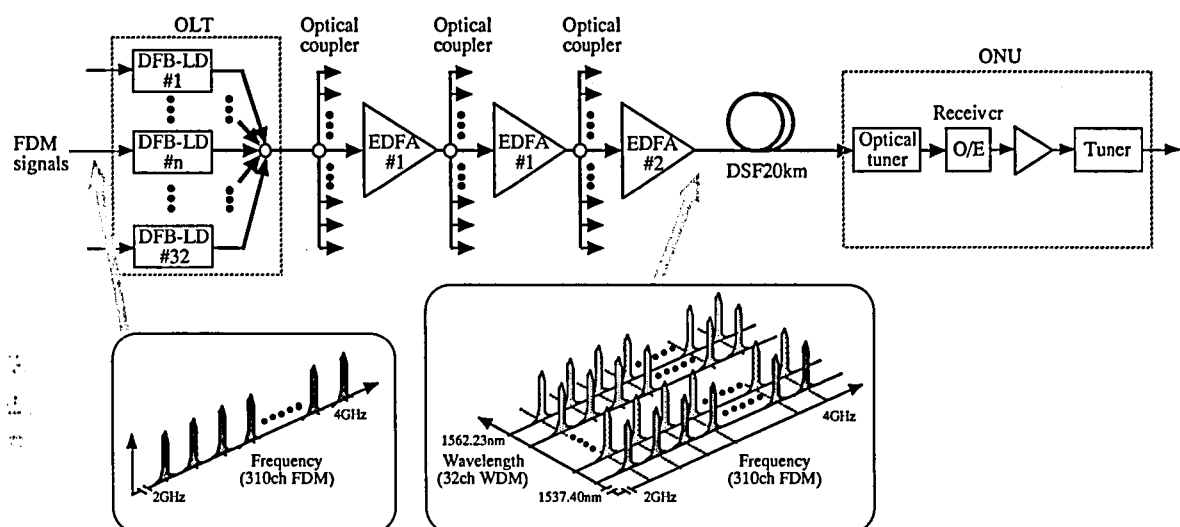


図4-3-1 WDM/SCM光伝送システム 構成

表4-3-1 WDM/SCM光伝送システム 諸元

項目		仕様値	備考
搬送波変調方式		16QAM	
FDMキャリア数 ( $N$ )		310	2~4GHz帯, 6MHz間隔
波長多重数		32	1573.4~1562.23nm, 100GHz間隔
直接変調レーザ	構造	1.55 $\mu$ m帯DFB-LD	
	光変調度 ( $m$ )	1.7 %/ch	
	RIN	$\leq -155$ dB/Hz	
EDFA接続段数		3	
光ファイバ	種類	DSF	
	距離	$\geq 20$ km	
	RIN	$\leq -155$ dB/Hz	
光受信器	光チューナ	構造	フーリエ回折格子型
		損失	$\leq 5$ dB
	受光素子		pin-PD
	受光レベル ( $P_r$ )		$\leq -10$ dBm
	受光素子・変換効率 ( $R$ )		$\geq 0.65$ A/W
	入力換算雑音電流密度 ( $I_n$ )		$\leq 10$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
波長設定精度		$\leq 0.08$ nm	レーザおよび光チューナ 波長制御精度含む
所要信号品質	CNR	$\geq 22$ dB	BER $\leq 10^{-5}$ (16QAM信号)
	CIR	$\leq -33$ dBc	



本方式の主な技術的ポイントは、高い拡張性と柔軟性を確保するために、SCM光伝送技術とWDM技術とを組み合わせた点にある。本構成では、直接光変調方式の採用に伴い、当該波長チャープ特性に起因して、光チューナ透過時に過剰な伝送特性劣化を生じる可能性が高い。この課題に対処するため、直接変調光信号の光周波数変調成分と光チューナの透過特性との相互作用により生じる波形歪や受信信号レベルの変動現象を解析し、光信号および光チューナに対する要求条件を明らかにした。

#### 4.3.3 光フィルタ伝送特性と仕様設計[12]

直接変調光信号が光チューナを透過する際に生じる品質劣化現象に関して、その特性を実験および理論により明らかにすると共に、所要信号品質を確保する観点から、光信号の波長チャープ量および光チューナ透過帯域幅に対する許容条件を導出する。

##### 4.3.3.1 光フィルタ透過特性

図4-3-2に、直接変調光信号の光チューナ透過原理を模式的に示した。第2章にも述べたように、直接変調光信号は、光強度変調と共に光周波数変調（波長チャープ）を伴うことに起因して、光デバイス等の透過特性と作用して波形劣化を生じる。具体的には、光信号波長 $\lambda$ と光チューナの透過中心波長 $\lambda_c$ に偏差（以下、波長デチューニング量と呼称する） $\Delta\lambda (= \lambda - \lambda_c)$ があると、当該透過率の波長（光周波数）依存性により光信号の光周波数変調が透過率変動に変換され、本来の光強度変調成分との掛け合わせによって非線形効果を生じ、出力光信号に波形歪を発生する。また、直接変調光信号スペクトルの上下側波帯成分の間に位相差を与えて、光周波数変調成分を光強度変動に直接変換し、本来の光強度変調成分との相加／相殺により受信信号レベルを過剰に変化させ、伝送品質を著しく劣化させると考えられる。

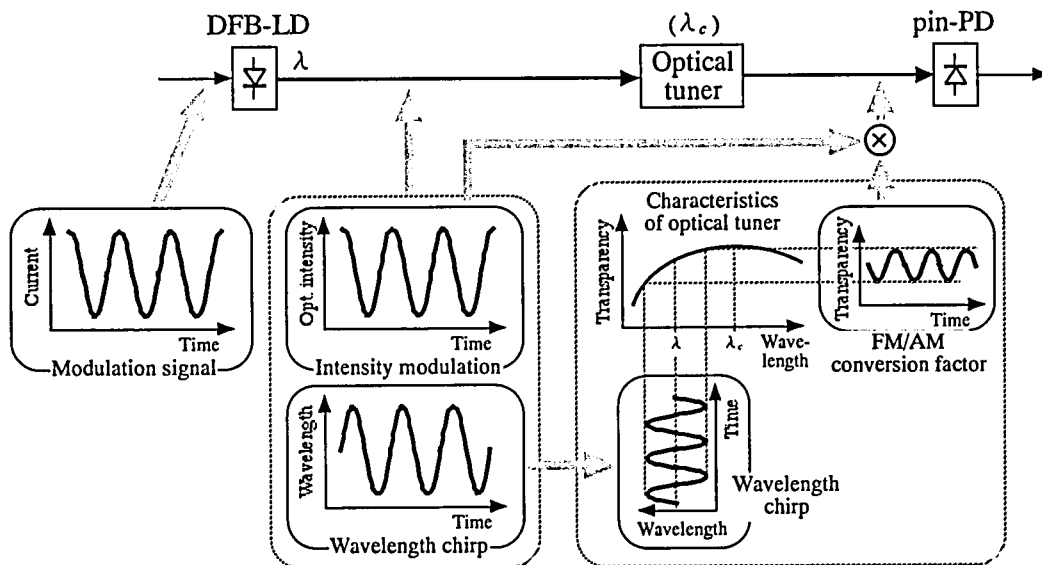


図4-3-2 直接変調光信号の光チューナ透過原理 模式図

光チューナとして用いるフーリエ回折格子型光フィルタは、回折格子とコリメートレンズによって構成され、その透過特性 $T(\lambda)$ は、ガウスian光同士の結合状態から、次式(4-3-1)のように表現できる[18]。なお、波長デチューニング量 $\Delta\lambda$ は、透過中心波長 $\lambda_c$ に対して充分小さいと仮定した。

$$T(\lambda) = \kappa \exp\left[-\left\{\frac{2L_f \tan\theta_L}{r_a} \ln\left(1 + \frac{\Delta\lambda}{\lambda_c}\right)\right\}^2\right]$$

$$\begin{aligned}
&\cong \kappa \exp\left\{-\left(\frac{2L_f \tan\theta_L}{r_a}\right)^2 \left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda_c}\right)^2\right\} \\
&= \kappa \exp\left\{-\left(\frac{\Delta\lambda}{w/2}\right)^2\right\}
\end{aligned} \tag{4-3-1}$$

ここで、 $L_f$ は、コリメートレンズの有効焦点距離[m]、 $\theta_L$ は、波長 $\lambda$ におけるリトロ角[rad]（回折格子への入射角と出射角が一致する条件における回折角）、 $r_a$ は、コリメートレンズの結像状態におけるモードフィールド半径[m]、 $w$ は、光フィルタの半値全幅（FWHM）[m]、 $\kappa$ は、波長デチューニングなしの場合（ $\Delta\lambda=0$ ）の入射光と出射光の結合効率である。

直接変調レーザに注入する変調信号電流を正弦波とすると、光チューナ伝搬後の光信号（中心波長 $\lambda_0$ ）を自乗検波して得られる光信号電流  $i(t)$ [A]は、次式(4-3-2)で表される。

$$\begin{aligned}
i(t) &= R T(\lambda) P_{in} \\
&= R \left\{ T(\lambda_0) + \frac{\partial T}{\partial \lambda} \bigg|_{\lambda=\lambda_0} \frac{\partial \lambda}{\partial i} I_a + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 T}{\partial \lambda^2} \bigg|_{\lambda=\lambda_0} \left( \frac{\partial \lambda}{\partial i} I_a \right)^2 + \frac{1}{3!} \frac{\partial^3 T}{\partial \lambda^3} \bigg|_{\lambda=\lambda_0} \left( \frac{\partial \lambda}{\partial i} I_a \right)^3 + \dots \right\} P_o \left( 1 + \frac{I_a}{\Delta I_b} \right) \\
&= R P_o \left[ T(\lambda_0) + \left\{ \frac{1}{\Delta I_b} T(\lambda_0) + \frac{\partial T}{\partial \lambda} \bigg|_{\lambda=\lambda_0} \left( -\frac{\lambda^2}{c} \gamma \right) \right\} m \Delta I_b \right. \\
&\quad + \left\{ \frac{1}{\Delta I_b} \frac{\partial T}{\partial \lambda} \bigg|_{\lambda=\lambda_0} \left( -\frac{\lambda^2}{c} \gamma \right) + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 T}{\partial \lambda^2} \bigg|_{\lambda=\lambda_0} \left( -\frac{\lambda^2}{c} \gamma \right)^2 \right\} (m \Delta I_b)^2 \\
&\quad \left. + \left\{ \frac{1}{\Delta I_b} \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 T}{\partial \lambda^2} \bigg|_{\lambda=\lambda_0} \left( -\frac{\lambda^2}{c} \gamma \right)^2 + \frac{1}{3!} \frac{\partial^3 T}{\partial \lambda^3} \bigg|_{\lambda=\lambda_0} \left( -\frac{\lambda^2}{c} \gamma \right)^3 \right\} (m \Delta I_b)^3 + \dots \right] \tag{4-3-2}
\end{aligned}$$

ここで、 $I_a$ は変調電流[A]、 $\Delta I_b$ は閾値上バイアス電流（ $I_b - I_{th}$ ）[A]、 $m$ は光変調度、 $\gamma$ は、レーザの光周波数変調効率[Hz/A]、 $P_o$ は、レーザの平均出力光強度[W]、 $P_{in}$ は、光フィルタへの入力光強度[W]、 $R$ は、受光素子の光電気変換効率[A/W]である。上式(4-3-2)において、 $m \cdot \Delta I_b$ に関する1次の項が変調信号成分に、高次の項が歪成分に相当する。従って、受信信号の振幅 $C$ は、次式(4-3-3)で表される。

$$C = \left\{ \frac{1}{\Delta I_b} T(\lambda_0) + \frac{\partial T}{\partial \lambda} \bigg|_{\lambda=\lambda_0} \left( -\frac{\lambda^2}{c} \gamma \right) \right\} m \Delta I_b \tag{4-3-3}$$

上式(4-3-3)には、光チューナの透過率 $T$ に比例する項（第1項）だけでなく、 $T$ の波長による1階微分（ $\partial T / \partial \lambda$ ）に対する比例項（第2項）も含まれる。上式(4-3-1)から分かるように、例えば、レーザの光周波数変調効率 $\gamma$ が注入電流に対して正の極性を有する（注入電流を増やすと光周波数が高周波化：短波長化する）場合、波長デチューニング量 $\Delta\lambda > 0$ の領域では $\partial T / \partial \lambda < 0$ となるため、上式(4-3-3)において第1項と第2項は互いに逆相となって相殺し、受信信号振幅 $C$ が低下する。逆に $\Delta\lambda < 0$ の場合には $\partial T / \partial \lambda > 0$ となり、両項が互いに同相で相加されて $C$ が上昇することから、 $C$ は $\Delta\lambda$ に対して非対称な依存性を示すことが分かる。

また、受信信号の3次歪成分の振幅 $IM3_{total}$ は、光チューナで発生する歪成分 $IM3_{filter}$ と直接変調レーザの非線形歪成分 $IM3_{LD}$ とからなり、上式(4-3-2)から、次式(4-3-4)および(4-3-5)で表すことができる。

$$IM3_{total} = \sqrt{(IM3_{filter} + IM3_{LD} \cos \phi)^2 + (IM3_{LD} \sin \phi)^2} \tag{4-3-4}$$

$$IM3_{filter} = \frac{3}{4} \left\{ \frac{1}{\Delta I_b} \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 T}{\partial \lambda^2} \bigg|_{\lambda=\lambda_0} \left( -\frac{\lambda^2}{c} \gamma \right)^2 + \frac{1}{3!} \frac{\partial^3 T}{\partial \lambda^3} \bigg|_{\lambda=\lambda_0} \left( -\frac{\lambda^2}{c} \gamma \right)^3 \right\} (m \Delta I_b)^3 \tag{4-3-5}$$

ここで、 $\phi$ は、光チューナの歪成分（ $IM3_{filter}$ ）とレーザの歪成分（ $IM3_{LD}$ ）との位相差である。

表4-3-2に、直接変調光信号の光チューナ伝搬特性の検討条件を、図4-3-3に、上式(4-3-3)に基づき算出した光チューナ伝搬後の受信信号レベルの波長デチューニング量依存性に関する理論値を、測定結果（●）と共に示す。また同図には、光チューナ透過光強度の測定結果（○）も併せて示す。なお、受信信号レベル、透過光強度共に、 $\Delta\lambda=0$ （光信号波長 $\lambda$ と光チューナ透過中心波長 $\lambda_c$ が一致）の場合を基準とした相対値[dB]で表示した。本図において、透過光強度が $\lambda_c$ を中心に対称に変化するのに対して、受信信号レベルは非対称な依存性を示し、特に負のデチューニング領域（ $\Delta\lambda < 0$ ）で過剰に低下する性質を有する。また、受信信号レ

ベルの理論式(4-3-3)は，測定結果に良く整合し，その妥当性が分かる．

表4-3-2 光チューナ伝搬特性 検討条件

項目		条件	備考
直接変調レーザ (DFB-LD)	閾値上バイアス電流 ( $\Delta I_b = I_b - I_{th}$ )	50 mA	絶対チャープ量：9 GHz
	光周波数変調効率 ( $\gamma$ )	180 MHz/mA	
	IM3	-90 dBc	光変調度10.4%/ch時実測値
光チューナ	3dB帯域幅	0.50 nm	

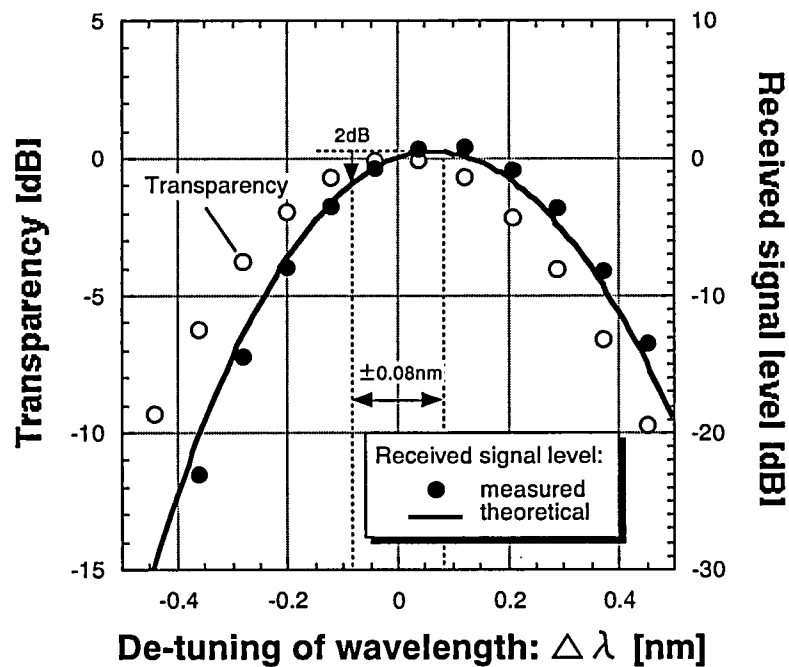


図4-3-3 受信信号レベルおよび光チューナ透過光強度の波長デチューニング量依存性

図4-3-4には，受信信号の3次歪（IM3）の波長デチューニング量依存性の理論値を，測定結果と共に示す．  
なお，光チューナ歪成分（ $IM3_{filter}$ ）・直接変調レーザ歪成分（ $IM3_{LD}$ ）間の位相差 $\phi$ をパラメータとし， $\phi = 0deg$ および $180deg$ の場合の全歪量 $IM3_{total}$ を，上式(4-3-4)に基づいて，次式(4-3-4'a)および(4-3-4'b)から求めた．

$$IM3_{total} = IM3_{filter} + IM3_{LD} \tag{4-3-4'a}$$

$$IM3_{total} = IM3_{filter} - IM3_{LD} \tag{4-3-4'b}$$

本図において，歪理論値および測定値は，共に $\Delta\lambda$ に強く依存して特定の条件で極小となる特徴を示し，特に歪理論式(4-3-4'b)（ $\phi = 180deg$ ）は測定結果を良く説明できることが分かる．このような歪極小条件は，上式(4-3-5)に表すように，光チューナの歪成分 $IM3_{filter}$ が， $\partial^2 T / \partial \lambda^2$ および $\partial^3 T / \partial \lambda^3$ のそれぞれに比例する項を含むことから，これらがレーザの歪成分 $IM3_{LD}$ と相殺し合う現象として説明できる．

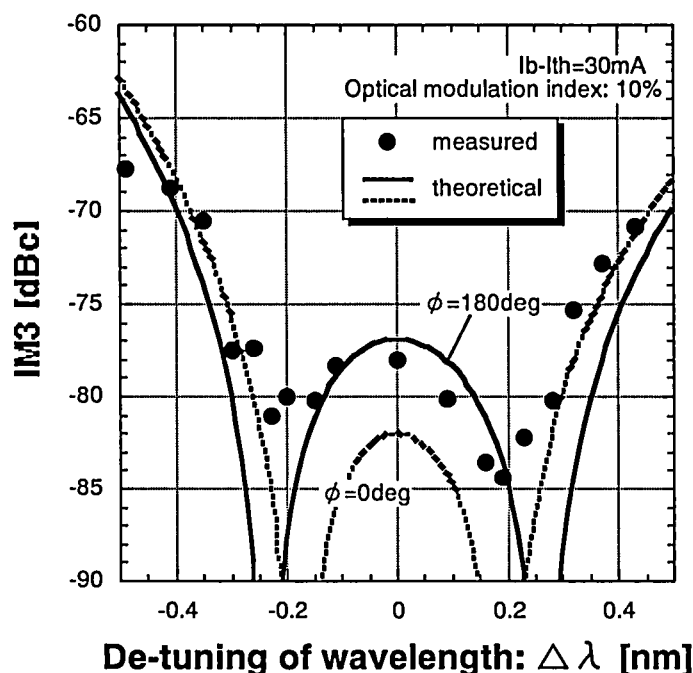


図4-3-4 受信信号の3次歪（IM3）の波長デチューニング量依存性

#### 4.3.3.2 光フィルタの所要帯域幅

前節の検討結果に基づいて、受信信号のCIRの観点から見た光チューナの所要帯域幅を理論的に導出する。前述のように、CIRは、隣接波長光によるクロストークと3次歪（CTB）からなり、さらに、CTBは、直接変調レーザと光チューナでそれぞれ発生する歪成分に分けられる。

図4-3-5に、光チューナの半値全幅（FWHM） $w$ に対する受信信号CIRの依存特性を示す。なお、光フィルタのCTBは、IM3コンポジットの位相が互いに相関性を持たないとして、上式(4-3-5)から求められる $IM3_{filter}$ に最大コンポジット数：約14.6万を電力加算して算出し、レーザのCTBには実測値（-42dBc）を用いた。また、光チューナのクロストーク量（XT）を上式(4-3-1)から導出して、電力則に従ってXTとCTBとを相加した。波長デチューニング量は、図4-3-4における光チューナのIM3に関する最悪条件： $\Delta\lambda=0$ を想定した。本図から分かるように、CIRは、FWHMの増大に伴い一旦改善された後、再び増加に転じる傾向を示す。即ち、FWHMの小さい領域では光チューナのCTBが、大きい領域ではXTがそれぞれCIRの支配要因となることが分かる。

図4-3-6には、図4-3-5の結果に基づいて、所要CIRを満足する光チューナのFWHM条件を、直接変調光信号の絶対波長チャープ量（ $\gamma \cdot \Delta I_b$ ）に対する依存性として示す。本図より、所要CIR $\leq -33$ dBcを確保するためには、絶対チャープ量を最大でも16.5GHz以下にしなければならないことが分かる。また、例えば絶対チャープ量：9GHzの場合には、光チューナのFWHMを0.31～0.64nmの範囲に設定する必要がある。

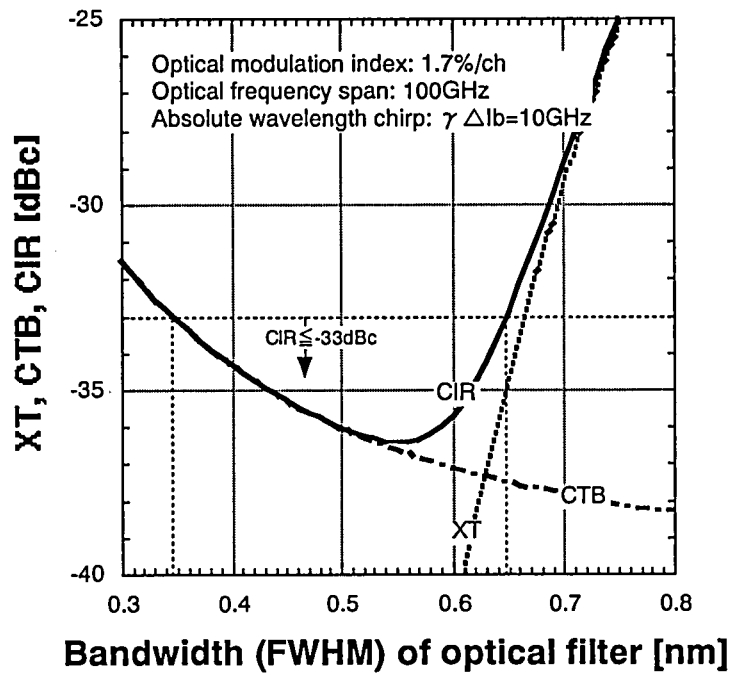


図4-3-5 受信信号CIRの光チューナ帯域幅依存性

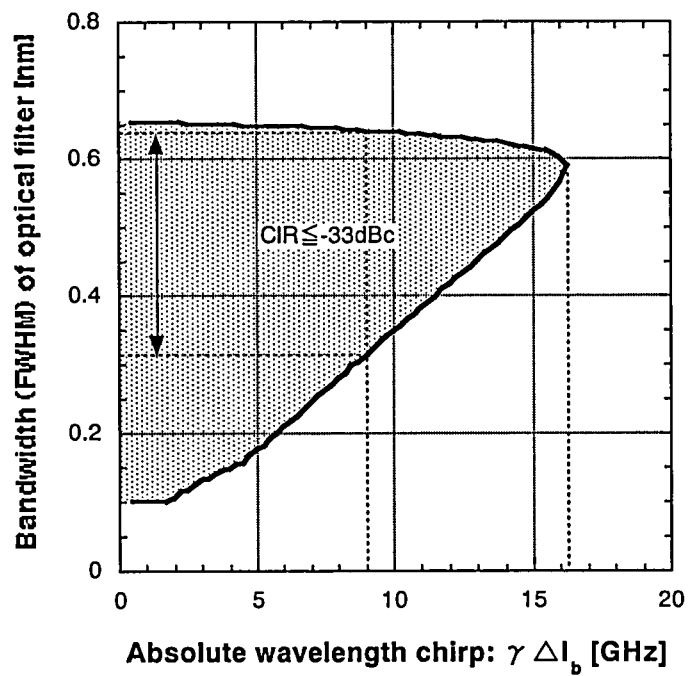


図4-3-6 光チューナの所要帯域幅の絶対チャープ量依存性  
(所要CIRを満たす光チューナの半値全幅条件)

#### 4.3.4 EDFAの動作条件と光分配数の設計[12]

本方式のCNR特性は、直接変調レーザ、EDFAおよび光ファイバ伝送路のRIN、光受信器の熱雑音とショット雑音によって決定され、特にEDFAの影響が大きい。第2.3.2節でも述べたように、EDFAへの入力光レベルを上昇させれば、当該RINを改善できるが、一方で利得は低下し光分配数が制限される。特に、波長多重信号を一括増幅する本方式では、全入力光電力によって飽和利得が一意に決まる性質を有するため、1波長当たりの利得はさらに減少し、所望の光分配数を実現するためには、より正確なレベルダイヤ設計が必須である。

本節では、波長多重増幅動作時のEDFAへの入力光レベルとCNR特性との関係を検討し、所要CNRと光分配数を両立する入力光レベル条件を明らかにすると共に、光分配性能を考察する。

受信信号のCNRは、各EDFAのRINを含めて次式(4-3-6)で与えられる。

$$CNR [dB] = 10 \log \left[ \frac{\frac{1}{2} (m R P_r)^2}{\{(R P_r)^2 (RIN_{LD} + \frac{2h\nu NF_1}{P_{in1}} + \frac{2h\nu NF_2}{P_{in2}} + \frac{2h\nu NF_3}{P_{in3}}) + 2e R P_r + I_t^2\} B_{ch}} \right] \quad (4-3-6)$$

ここで、 $B_{ch}$ は、FDM信号のチャンネル当たり雑音帯域幅（6 MHz）、 $RIN_{LD}$ は、レーザの相対雑音強度 [1/Hz]、 $\nu$ は光波長（光周波数） [m/s]、 $P_r$ は受光レベル[W]、 $NF_1$ 、 $NF_2$ 、 $NF_3$ は、それぞれ第1段～第3段EDFAの雑音指数、 $P_{in1}$ 、 $P_{in2}$ 、 $P_{in3}$ は、それぞれ第1段～第3段のEDFAの入力光レベル[W]である。

表4-3-1に示したように、本システムは波長間隔100GHz（0.8nm）の高密度多重を行うため、レーザの波長制御精度と光チューナの波長選択精度を考慮して、各光信号に対する波長設定精度：±0.08nm（波長間隔の10%）以下を規定している。そこで、図4-3-3から、波長デチューニング条件： $\Delta\lambda = +0.08 \sim -0.08$ nmにおける受信信号レベル劣化量：最大2dB（ $\Delta\lambda = 0$ を基準）を設計マージンとして考慮し、当該条件内で所要CNR ≥ 22dBを常に確保することを前提に、非デチューニング時の所要CNR ≥ 24dBとする。

光分配数の設計条件として、第2段および第3段のEDFAに関し、当該入力段の光分岐数をそれぞれ $2^{n2}$ 、 $2^{n3}$ とし、両EDFAへの入力光レベルを等しいものとする（ $P_{in2} = P_{in3}$ ）と、全光分配数 $N_{all}$ は、次式(4-3-7)で与えられる。

$$P_{in1} + G_1 - P_{in2} = D n_2 \quad (4-3-7a)$$

$$G_2 = D n_3 \quad (4-3-7b)$$

$$N_{all} = 32 \times 2^{n2} \times 2^{n3} \quad (4-3-7c)$$

ここで、 $G_k$ は、第 $k$ 段EDFAの利得[dB]、 $D$ は光分岐損失（2分岐当たり。過剰損失を含めて3.3dB）である。なお、第1段EDFAの入力段において32光分岐を行い（ $N_1 = 32$ ）、同EDFAへの入力光レベル $P_{in1} = -13$ dBmとした。

波長多重増幅動作のEDFAは、当該雑音指数と利得が、非飽和時には1波長当たりの入力光レベルに依存して一意に決まり、飽和時には全入力光電力によって決定されるという複雑な性質を有するため、その特性を把握し難い。そこで図4-3-7に、入力光レベル（1波長当たり）に対するEDFAの雑音指数と利得の実測結果を示し、本図に基づいて、CNR特性および光分配数を検討する。表4-3-3に、使用したEDFAの主要諸元を示す。

表4-3-3 EDFAの諸元

項目			条件
EDF	ファイバ長		10 m
	希土類濃度	Er	800 ppm
		Al	40,000 ppm
励起方式			双方向
励起光波長			1.48 μm
励起光電力			前方／後方各23 dBm

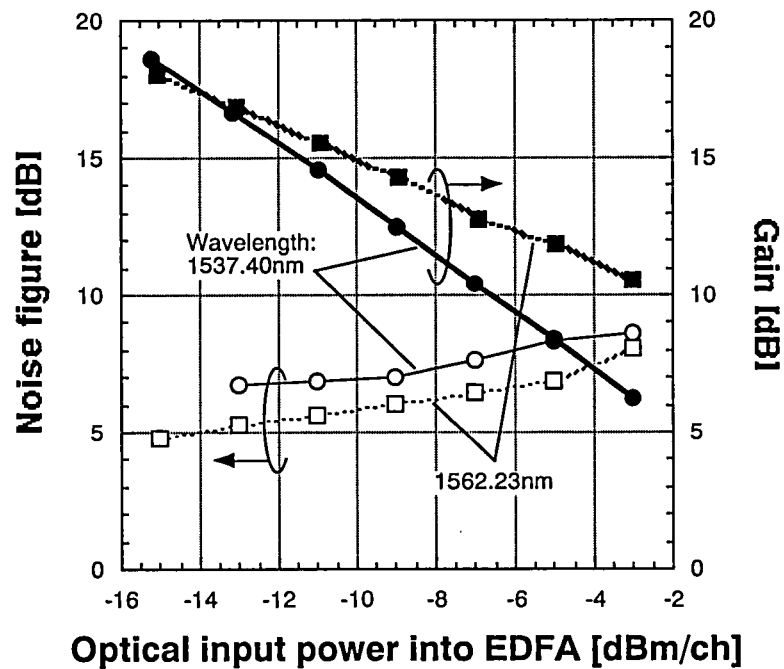


図4-3-7 EDFAの雑音指数および利得の入力光レベル（1波長当たり）依存性 測定結果  
 （測定波長：1562.23nm @最長波長チャンネル，1537.40nm @最短波長チャンネル）

図4-3-7の実測データを，上式(4-3-6)および(4-3-7)に代入することにより，第2段および第3段EDFAへの入力光レベル（ $P_{in2}$ ， $P_{in3}$ ）に対するCNRと全光分配数 $N_{all}$ の依存特性を算出し，図4-3-8に示す．本図より，最長波長および最短波長チャンネル共に所要CNR $\geq 24\text{dB}$ を満たすためには，EDFAへの入力光レベルを $-12.3\text{dBm}$ 以上（1波長当たり）に設定する必要があることが分かる．また，当該条件において最大光分配数：約8,200を確保できる．

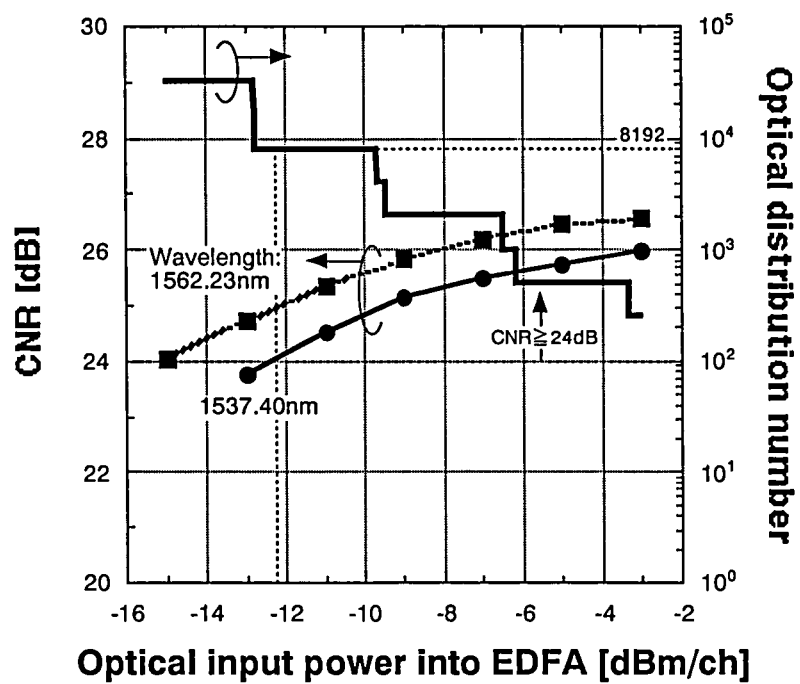


図4-3-8 CNRおよび全光分配数のEDFA入力光レベル（1波長当たり）依存性



## 4.4 RF／デジタル混在WDMパケットルーティング方式

### 4.4.1 はじめに

通信容量の増大とIP（Internet Protocol）通信サービスの普及により、パケットの交換やスイッチングといった信号処理にもさらなる高速性が求められる中、電気回路の性能限界が問題になりつつある。そこで、光領域でこれらの処理を実現することにより、さらなるスループット向上を図る「フォトリックネットワーク」の研究開発が活性化している。同技術は、当初幹線系から導入されるものと考えられるが、インターネットサービスの高速化や常時接続に対する需要の高まり等を背景に、やがてアクセス系にも波及すると予想できる。例えば、第4.3節でも説明したように、近年では、WDM技術をアクセス系に適用しようとする検討が盛んになっており、さらには波長ルーティング機能を取り入れたWDM-PON等の研究も精力的に進められている[20][21]。WDM-PONとは、光信号の分配デバイスとしてWDMカプラを用いることにより、光波長をアドレスとして、光信号のまま情報伝搬経路の切替を可能とするアクセス系トポロジである。物理層レベルでユーザ間の情報をアイソレートできることから、高いセキュリティ性を備えた高速通信サービスを提供し、WDMカプラの低分岐損失を活かして、極めて多くの光加入者を収容する大規模ネットワークを実現できること等が大きな特徴となっている。

一方、前節までに述べてきたように、アクセス系には、「通信」と並び「放送」に対する根強い需要がある。しかし、主に音声やデータ情報を断続的に転送する通信サービスと比較して、動画像情報を連続的かつ長時間に亘り配信する放送サービスは、その情報容量に関して、伝送網に与える負荷が桁違いに大きく、全デジタル化による両サービスの統合には課題が多い。

以下では、フォトリックネットワーク時代の放送／通信融合システムとして、WDM-PONトポロジで、光加入者数の収容増と高速通信サービスの効率的な運用を実現すると共に、さらにSCM光伝送技術を導入することによって、放送（同報）サービスをも容易に提供できる”RF／デジタル混在WDMパケットルーティング方式”を提案、検証する[22]。具体的には、本方式特有の課題として、EDFAのバースト増幅特性と、これに起因した通信用光パケットの波形劣化や、放送用SCM光信号との間の干渉現象等に着目し、その解析結果に基づいて、両信号品質を確保するためのEDFA動作条件の設計手法を明らかにする[23]。

本研究は、次世代網であるフォトリックネットワークにおいて、放送サービスを提供するための具体的方式、構成とその問題点を、先駆的に示した意義を有するものである。

### 4.4.2 構成

図4-4-1に、RF／デジタル混在WDMパケットルーティング方式に関して、地域／アクセス統合網を想定したシステム構成を示す。本構成は、光送信器（ヘッドエンド）から光中継器（ホストターミナル）に至る地域網部分と、光中継器からリモートノードを経て複数の光受信器（ONU）に至るアクセス網部分からなる。ヘッドエンドは、波長可変レーザ（SSG-DBR-LD：Super Structural Grating-Distributed Bragg Reflector-LD）を光源として備え、その出力光をマッハツエンダー型外部光変調器を用いてデジタルデータ情報（ラインレート：2.48832Gbps）で変調し、通信サービス用の光パケット列を生成する。また、SSG-DBRレーザの発振波長を、各光パケットの転送先（ONU）に応じて16波長（1546～1558nm、100GHz間隔）に可変制御することによって、1波長当たり平均155Mbps、最大622Mbpsの通信容量を実現する。各光パケットは2,050Byte（固定）で構成し、1波長当たりの光パケットの平均発生周期はおよそ9.5kHzである。一方、広スペクトル光（波長帯域幅：約20nm）を発生するSLD（Super Luminescent Diode）を光源として、これを多チャンネルFDM信号で外部変調することにより、放送サービス用のSCM光信号を生成する。このSCM光信号を、さらに広通過帯域の光フィルタを用いて、ホストターミナルに用いるAWG（Arrayed Waveguide Grating）の透過周期（FSR：Free Spectral Range）に一致するスペクトル幅（約12nm：1530～1542nm）に等化した後、光パケッ

ト列と多重し、地域網光ファイバ伝送路（DSF）を介してホストターミナルに伝送する。図4-4-2(a)に、ヘッドエンドから送出される多重光信号のスペクトルを示す。

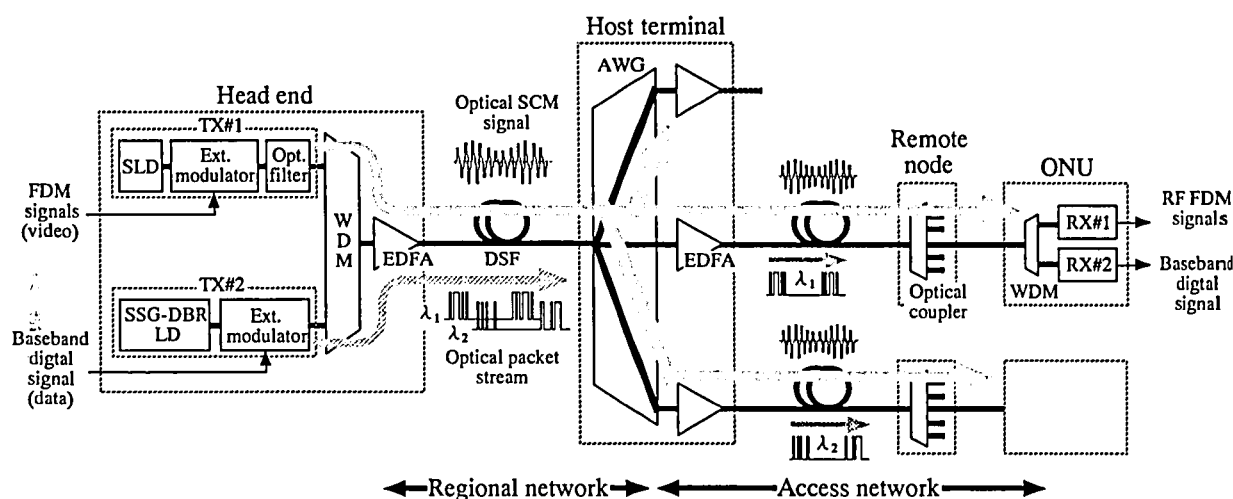


図4-4-1 RF/デジタル混在WDMパケットルーティングシステム 構成

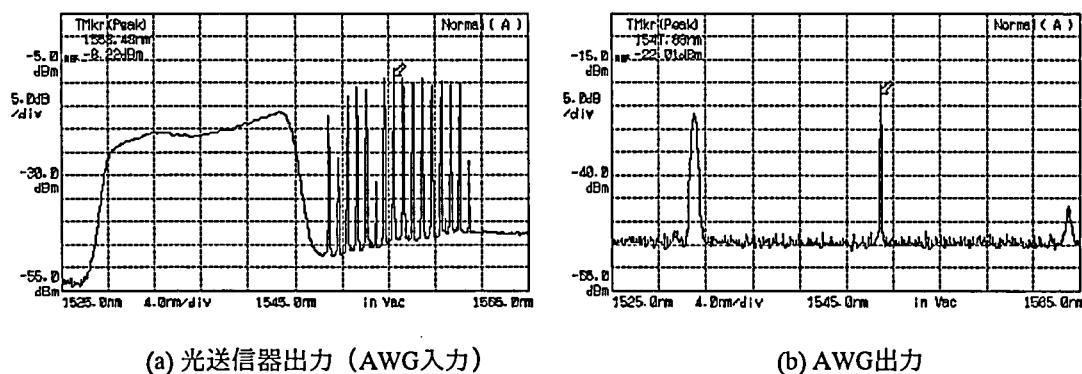


図4-4-2 多重光信号スペクトル

ホストターミナルには、光分岐デバイスとして通常の光カプラに代えてAWGを配置し、また当該16の出力ポート毎にEDFAを接続する。AWGは、アレイ状に形成された光導波路による干渉計の構成により、ポート毎に異なる所定の波長のみを出力し、かつ周期的な透過特性を有する。この特徴を利用して、AWGの透過特性中の1つの光サブバンドを介し、通信用光パケットを当該波長に応じたポートに選択的に出力（波長ルーティング）すると同時に、別の光サブバンドを介して、広スペクトルの放送用SCM光信号を波長領域において16分割（スペクトル・スライス）し全ポートから同時出力する。図4-4-2(b)に、AWGの1ポートから出力される光信号のスペクトルを、図4-4-3には、AWGによって波長ルーティングされる入出力光パケット列の波形を示す。これらの図は、AWGにおいて、16波長に可変制御された光パケット列から1波長相当の光パケットが選択出力されると共に、広スペクトルのSCM光信号の一部波長成分が抽出されることを表す。このように、波長ルーティングされた光パケットとスペクトル・スライスされたSCM光信号による波長多重信号を、さらにEDFAを用いて光増幅した後、アクセス網光ファイバ伝送路へ送出する。アクセス網途上のリモートノードは、波長多重信号を、さらに光分岐し、それぞれ複数の光受信器へ伝送する。各光受信器は、WDMフィルタにより、光パケットとSCM光信号とを波長分離した後、それぞれ電気信号（ベースバンドデジタル信号、多チャンネルFDM信号）に再変換する。

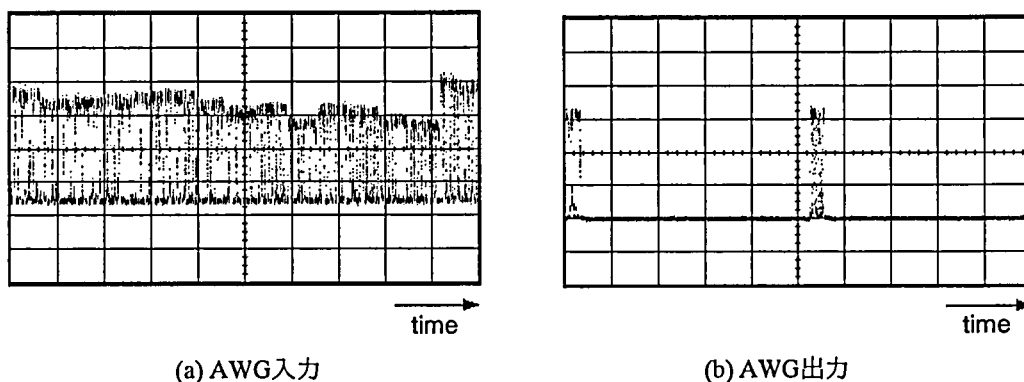


図4-4-3 AWGによる光パケットルーティング

本方式の主な技術的ポイントは、波長可変レーザと広スペクトル光源、およびAWGを利用して、通信用光パケットを対応する光加入者のみに向け転送する一方で、放送用SCM光信号を全加入者に同時配信する点にある。これにより、光信号レベルで通信情報のセキュリティ性を確保しながら、光CATV等の資産を流用して、映像配信を経済的に実現すると共に、AWGで波長ルーティングした光信号を、さらに光増幅／光分配する構成で、従来比10倍以上の超光多分配を可能とする。しかし、本構成では、バースト的な光パケットと連続的なSCM光信号とを同時に光増幅することに起因した特有の現象により、伝送特性が劣化する可能性がある。即ち、EDFAは、その光増幅原理に起因して緩やかな過渡応答特性を有するため、バースト光信号のレベル変化に応じて利得が変動し、出力光信号波形を劣化させる。さらに、当該利得が、入力光信号の総電力に依存して一意に決まる性質によって、光パケット・SCM光信号間の利得競合に基づく干渉が生じ波形歪が発生する恐れがある。

以上の課題に対処するため、EDFAのバースト増幅動作に起因する光パケット波形の過渡応答特性を解析し、当該波形劣化量とEDFA動作条件との関係を明らかにした。また、光パケットとSCM光信号との間の干渉現象を評価し、両光信号の所要品質を同時に満足する光伝送パラメータ（EDFA入力光レベル）条件の設計手法を構築した。

#### 4.4.3 EDFAバースト増幅特性[24]

EDFAは、各エネルギー準位のフォトン寿命に起因して過渡的な光増幅特性を有するため、長周期のバースト光信号を入力すると、当該低周波成分にตอบสนองして利得が変動し、波形歪を生じる可能性が高い。本節では、EDFAの光増幅動作を記述するレート方程式において、利得パラメータを時間依存項として取り扱うことにより、出力光信号波形の過渡応答特性を理論的に導出すると共に、その妥当性を実験により検証する。

##### 4.4.3.1 EDFA利得の過渡応答理論

EDFAのエネルギー上準位 $E_2$ におけるEr原子数 $N_2$ は、次式(4-4-1)のレート方程式を満たす。

$$\frac{\partial N_2(z, t)}{\partial t} = -\frac{\partial N_2(z, t)}{\tau} - \sum_i^p [(\gamma_i + \alpha_i) N_2(z, t) - \alpha_i] \frac{\Gamma_i P_i(z, t)}{S_i} \quad (4-4-1)$$

ここで、 $\tau$ は上準位寿命、 $\Gamma_i$ は閉じ込め係数、 $S_i$ はEDF実効断面積、 $P_i(z, t)$ は、単位体積当たりの入射光子数（時間関数）、 $\gamma_i$ は誘導放出係数、 $\alpha_i$ は吸収係数である。なお、 $N_2$ は時間関数とし、添字 $i$ は、それぞれ、 $s$ : 信号光、 $p$ : 励起光を表す。

一方、光の伝搬方程式は、入射光子数の時間的変化を用いて、次式(4-4-2)のように表すことができる。なお、光の進行方向を $z$ 軸とした。

$$\frac{\partial P_i(z, t)}{\partial z} = \sum_i \{(\gamma_i + \alpha_i) N_2(z, t) - \alpha_i\} \rho \Gamma_i P_i(z, t) \quad (4-4-2)$$

ここで、 $\rho$ はEr原子密度である。信号光 $s$ に対するEDFA利得 $G_s(t)$ を、時間関数として、次式(4-4-3)で定義する。

$$G_s(t) = \ln\{P_s^{out}(t)/P_s^{in}(t)\} \quad (4-4-3)$$

ここで、 $P_s^{in}(t)$ は入力光信号レベル、 $P_s^{out}(t)$ は出力光信号レベルである。上式(4-4-1)、(4-4-2)および(4-4-3)から、 $G_s(t)$ は、次式(4-4-4)を満足することが分かる[25][26]。

$$\begin{aligned} P_s^{is} \left\{ \tau \frac{\partial \{G_s(t) L_o\}}{\partial t} + G_s(t) L_o + A_s \right\} \\ = - \frac{P_s^{in}(t)}{\sqrt{L_o}} [\exp\{G_s(t) L_o\} - 1] - P_p^{in}(t) \left( \exp\left[\frac{P_s^{is}}{P_p^{is}} \{A_s + G_s(t) L_o\} - A_p\right] - 1 \right) \end{aligned} \quad (4-4-4)$$

$$P_s^{is} = \frac{A_s}{\tau \Gamma_s (\gamma_s + \alpha_s)}, \quad P_p^{is} = \frac{A_p}{\tau \Gamma_p \alpha_p} \quad (4-4-5a, b)$$

$$A_s = \rho \Gamma_s \alpha_s l, \quad A_p = \rho \Gamma_p \alpha_p l \quad (4-4-5c, d)$$

ここで、 $P_p^{in}(t)$ は励起光電力、 $P_s^{is}$ は固有飽和強度、 $L_o$ は、EDFの入出力端に付加される光部品（アイソレータ等）の総損失、 $l$ はEDF長である。上式(4-4-5)で表されるEDFA固有のパラメータ $P_s^{is}$ 、 $P_p^{is}$ 、 $A_s$ 、 $A_p$ 、および光損失 $L_o$ を、上式(4-4-4)に代入し、 $G_s(t)$ について解くことによって、EDFA利得の時間依存性を求めることができる。

#### 4.4.3.2 バースト光信号波形の理論検討[27]

以下では、EDFAのバースト増幅理論式(4-4-4)において、EDFAの入力光信号レベル $P_s^{in}(t)$ 、および励起光電力 $P_p^{in}(t)$ 等をパラメータとして、EDFAから出力される光信号波形の過渡応答特性を導出し、当該波形劣化量とEDFA動作条件との関係について考察する。

##### (1) 検討条件

図4-4-4に、EDFAにおける光パケットの波形劣化特性の検討条件を示す。光パケットは、ラインレート：2.48832Gbpsにおいて2,050Byteで構成され（光パケット長：6.6 $\mu$ sec）、AWGの波長ルーティング動作により、図4-4-4(b)に示すようなバースト光信号としてEDFAに入力する。このバースト光信号における光パケットの到来周期を”バースト周期”、光パケット長と光パケット間隔との比（光パケット長：光パケット間隔）を”バースト比”と定義する。例えば、光送信器から16波長可変の光パケットを順次送出する場合、AWGから出力されるバースト光信号では、バースト比1：16、バースト周期：9.5kHz（光パケット間隔：105.5 $\mu$ sec）となる。また、光パケットの波形劣化量を表すパラメータとして、各光パケット先頭の振幅値を基準とした瞬時振幅の減衰比：”DG（Differential Gain）”を定義する。以上の条件において、EDFAに入力する光パケットのバースト比、光パケット平均レベル（光パケット期間の平均光電力）、およびEDFAの励起光電力をパラメータとして、出力光パケットの波形劣化特性を検討する。

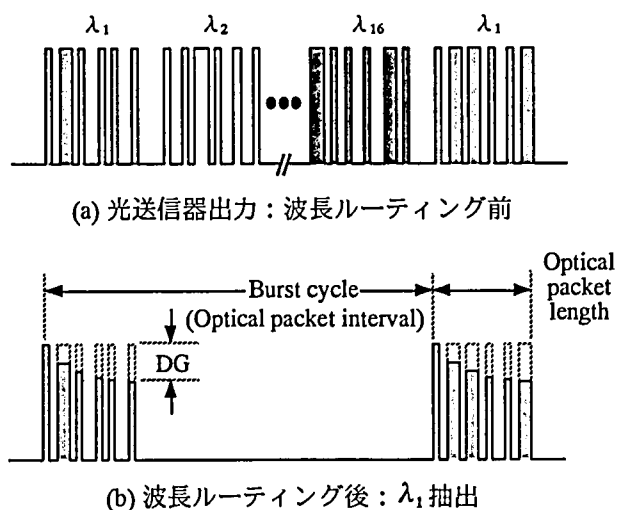


図4-4-4 EDFAの光パケット波形劣化特性 検討条件（バースト光信号仕様）

## (2) 検討結果

図4-4-5に、バースト比をパラメータとして、EDFAから出力される光パケット波形の過渡応答特性（経時変化）の理論値を示す。なお、横軸は、光パケットの先頭位置を基準とした経過時間を示し、縦軸は、式(4-4-4)より導出したEDFA利得を光パケットの瞬時振幅として表示したもので、光パケット先頭の振幅値で正規化している。また、入力光パケット平均レベル $P_s^{in}(t)=-5\text{dBm}$ 、EDFA励起光電力 $P_p^{in}(t)=400\text{mW}$ （一定）とした。本図より、光パケット振幅は、時間経過に伴い減衰する性質を示し、当該振幅減衰比（波形劣化量）DGは、バースト比が大きくなる程（バースト周期が長くなる程）増大して、バースト比1:8以上で、ほぼ飽和する傾向を有することが分かる。

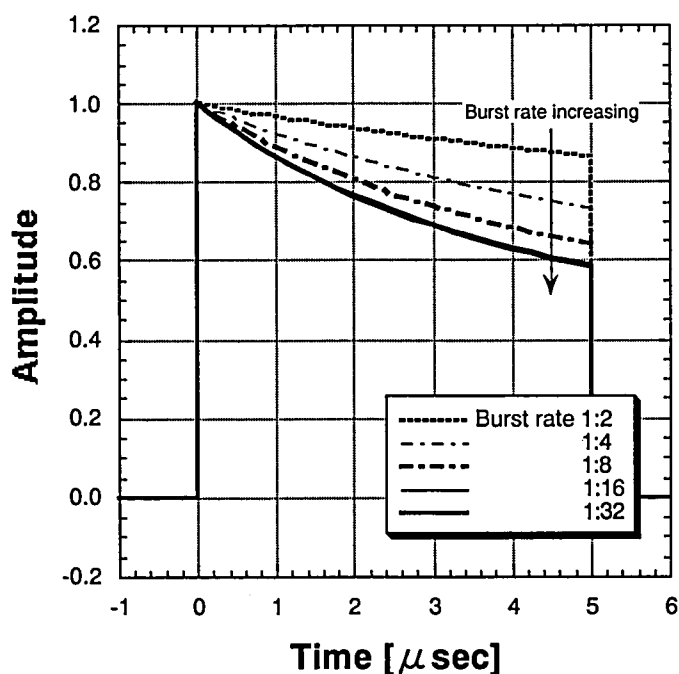
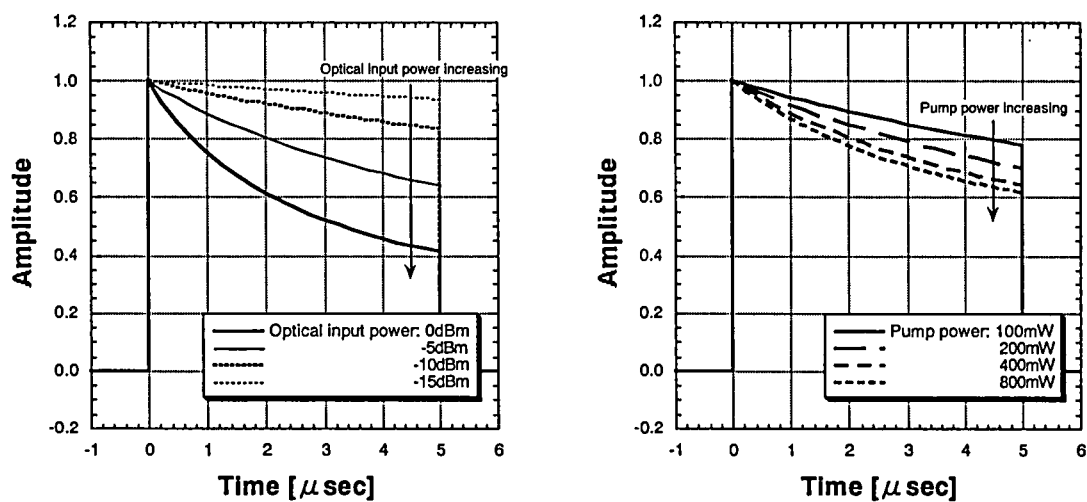


図4-4-5 光パケット波形の過渡応答特性・バースト比依存性 理論値  
（入力光パケット平均レベル：-5dBm、EDFA励起光電力：400mW）

同様に、図4-4-6に、入力光パケット平均レベル $P_{s, in}(t)$ 、およびEDFA励起光電力 $P_p(t)$ をパラメータとした、EDFA出力光パケット波形の過渡応答特性の理論値をそれぞれ示す。これらの結果から、光パケットの波形劣化量は、入力光パケット平均レベルの上昇、およびEDFA励起光電力の増加に伴い大きくなることが分かる。



(a) 入力光パケット平均レベル依存性  
(バースト比1:8, EDFA励起光電力:400mW) (b) EDFA励起光電力依存性  
(バースト比1:8, 光パケット平均レベル:-5dBm)

図4-4-6 光パケット波形の過渡応答特性 理論値

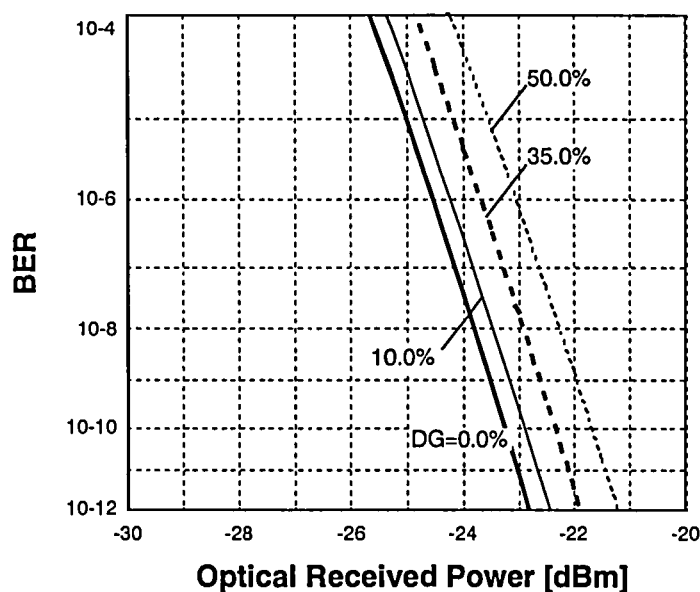


図4-4-7 光パケットBERの受光レベル依存性 (パラメータ: DG)

以上の結果に基づいて、光パケット波形の過渡応答特性が伝送品質に与える影響を検討する。図4-4-7に、DGをパラメータとして、光パケットのBERの光受信器・受光レベル依存性を示す。なお、光受信器における光パケットの識別レベルは固定とし、光パケット瞬時振幅の変化による最適識別条件からの偏差によるBER劣化を考慮した[25]。受光レベルは、受信した光パケットの平均レベルで定義し、光受信器の変換効率: 0.8[A/W], 入力換算雑音電流密度: 10[pA/√Hz], 3dB帯域幅: 2.6[GHz]とした。本図より、例えばDG=50%程

度の波形劣化により，最小受光レベル（ $BER \leq 10^{-12}$ ）が約1.7dB劣化することが分かる．さらに，図4-4-6(a)を参照すると，例えばバースト比1:8，EDFA励起光電力：400mWの条件下において，受光感度劣化を0.5dB以下（ $DG \leq 10\%$ ）に抑圧する所要条件として，入力光パケット平均レベル：約-13dBm以下を導出できる．

### 4.4.3.3 実験検証

前述のEDFAのバースト増幅理論を検証するため，EDFAにより増幅されたバースト光信号波形の過渡応答特性を実験的に考察する．図4-4-8に，評価系の構成を示す．DFBレーザ（LD#1）を光源として，外部光変調器でバースト変調を施した後，EDFAに入力する．評価を簡単化するため，外部光変調器に入力する変調信号を矩形信号とし，本図中に示すように，実際のバースト光信号（光パケット）の瞬時平均光レベルに相当する振幅を有した矩形光信号を生成する．これにより，図4-4-1の構成においてAWGから出力されるバースト光信号を模擬する．さらに，EDFAのASE（Amplified Spontaneous Emission）ノイズを低減するため，出力光信号を光フィルタで帯域等化した後，当該波形を光サンプリングオシロスコープで観測する．

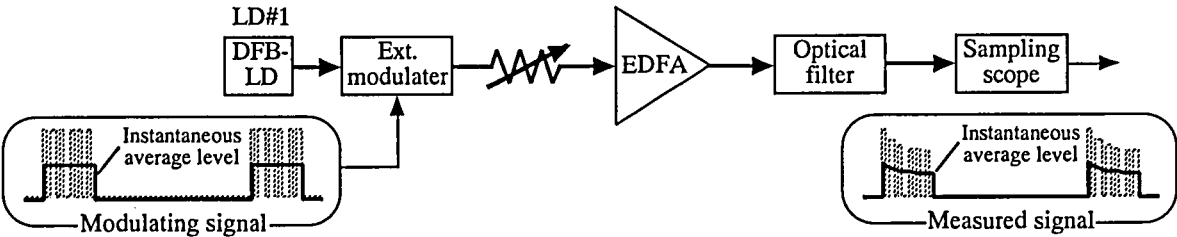


図4-4-8 EDFAバースト増幅特性の評価系 構成

表4-4-1 EDFA出力バースト光信号波形 評価条件および観測例

条件	バースト比	入力光信号 平均レベル	EDFA 励起光電力	光信号波形 観測結果 (横軸：1μsec/div，縦軸：500μW/div)
i (基準)	1：8	-5 dBm	400 mW	
ii	1：2	-5 dBm	400 mW	
iii	1：8	0 dBm	400 mW	
iv	1：8	-5 dBm	200 mW	

表4-4-1に、評価条件と各条件に対応するEDFA出力光信号波形の観測例を示す。評価条件に依存して、EDFAから出力されるバースト光信号（矩形光信号）の波形劣化量が変化することが確認できる。さらに、この観測結果から光信号振幅値を抽出し、EDFA出力光信号波形の過渡応答特性として、当該理論値（図4-4-5）と共に、図4-4-9に示す。本図において、測定値と理論値の整合性は良好で、EDFAのバースト増幅理論式(4-4-4)の妥当性が分かる。

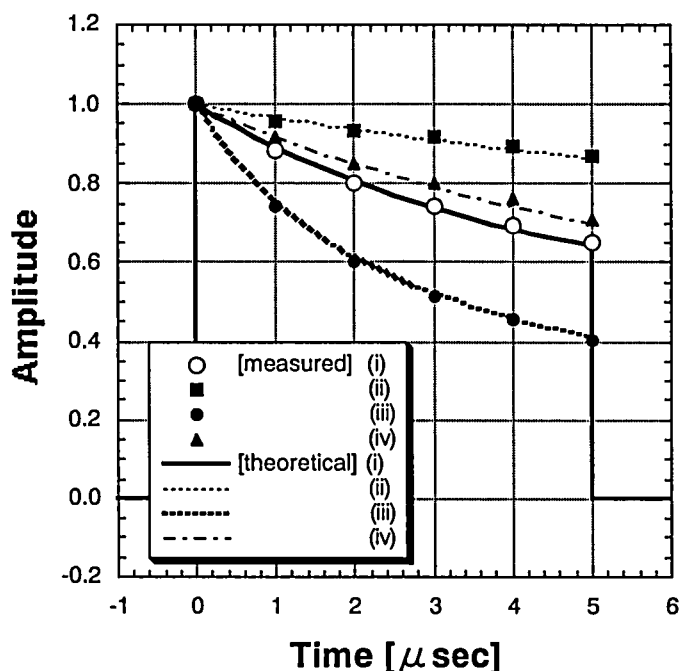


図4-4-9 EDFA出力バースト光信号波形の過渡応答特性 測定結果（理論値との比較）

#### 4.4.4 バースト光信号・連続光信号間干渉現象[23]

前述のように、EDFAは、入力光信号のバースト的な状態変化に応じて利得が変動する特性を有し、当該入力光信号レベルやバースト比等のパラメータに依存して波形劣化を生じさせる。また、第4.3節で示したように、EDFAの飽和利得は、入力光信号の総電力により一意に決まる性質を備えている。このため、波長ルーティングされた光パケット（バースト光信号）とSCM光信号（連続光信号）とを同時に入力すると、EDFAのバースト利得変動と光信号間の利得競合が同期して発生し、両光信号が干渉して、互いの信号品質に影響を及ぼす可能性がある。

以下では、EDFAのバースト光信号／連続光信号の多重増幅特性を検討する。具体的には、EDFAのバースト増幅特性を決定する最重要なパラメータとして入力光信号レベルに着目し、両所要信号品質を同時に満足する条件を明らかにする。

##### 4.4.4.1 連続光信号多重時のEDFA過渡応答の理論検討[28]

光パケットにSCM光信号を多重する構成は、EDFAへの入力光信号レベルの観点からは、当該総電力のバースト的な変動比率を緩和し、光パケットの消光比（'ON'/'OFF'レベル比）を見かけ上低下させる効果を持つと見なすことができる。そこで、前述のEDFAのバースト増幅理論において、消光比をパラメータとした光パケット波形の過渡応答特性を算出し、図4-3-10に示す。本図より、消光比低下に伴い、光パケットの波形劣化が改善される傾向が明らかである。即ち、光パケットの波形品質の観点からは、EDFAに入力する



SCM光信号の相対レベルを大きくする方がより有利である。また、この結果から、光パケットのみを光増幅する構成（SCM光信号非多重時）においても、光パケットと別波長のダミー光（連続光）を予め重畳すれば、同様の原理により光パケットの波形劣化を抑圧できることが分かる[27]。

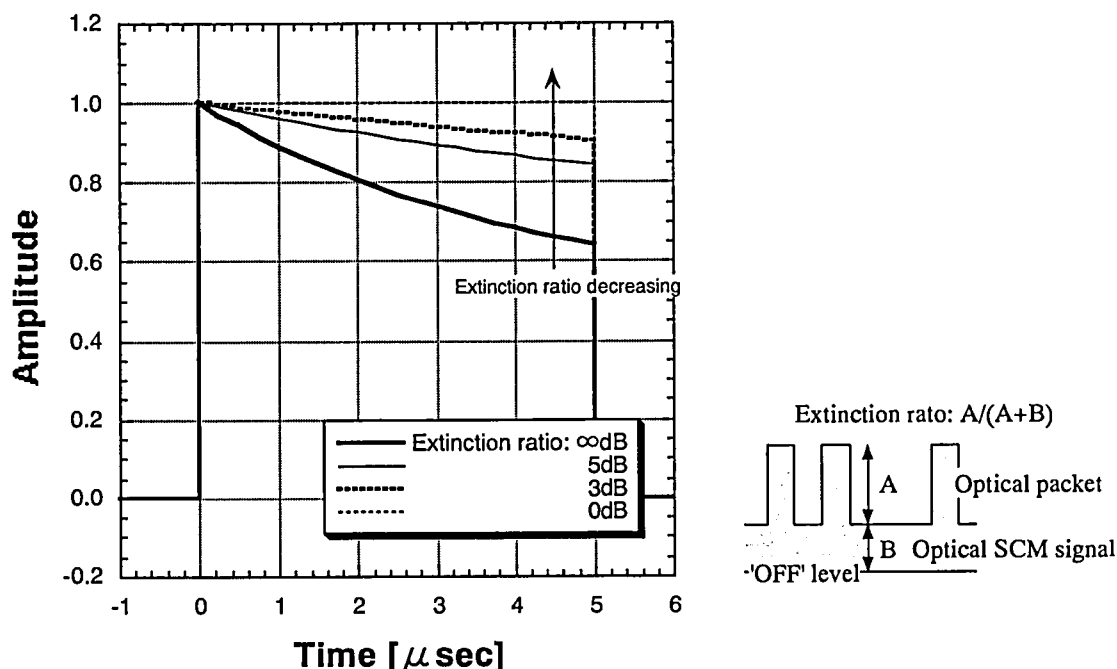


図4-4-10 光パケット波形の過渡応答特性・消光比依存性 理論値  
(バースト比1:8, 入力光パケット平均光レベル: -5dBm)

#### 4.4.4.2 実験検証[22][29]

図4-4-11の評価系を用いて、EDFAの光パケット/SCM光信号の多重増幅特性を評価すると共に、SCM光信号による光パケット波形劣化の改善効果を検証する。本評価系は、図4-4-8において、AM40chの多チャンネルFDM信号によるSCM光信号（LD#2）を、光パケット（または、矩形光信号）に多重した構成である。なお、光パケットの各パラメータを、波長：1550nm、ラインレート：2.48832Gbps、パケット長：6.6μsec、バースト比1：8、バースト周期：約19kHzとし、SCM光信号の波長を1540nmに設定した。

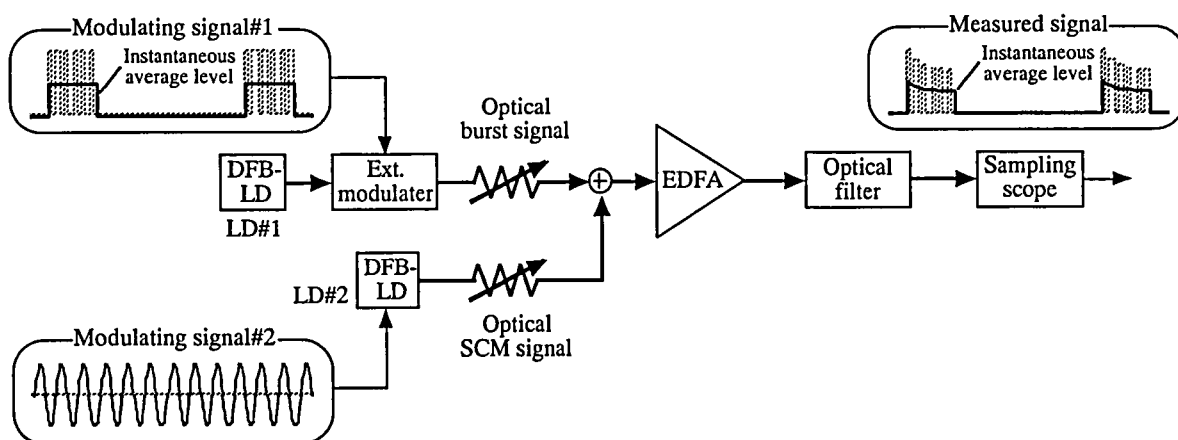


図4-4-11 光パケット/SCM光信号多重増幅特性の評価系 構成

図4-4-12に、EDFAから出力される光パケット波形の観測例を示す。本図から、SCM光信号を多重することによって、EDFAの過渡応答に起因した光パケットの波形劣化をほぼ理想的に抑圧できることが分かる。

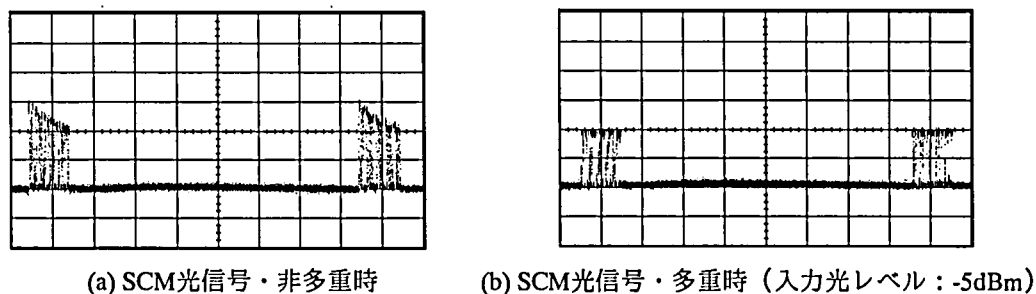


図4-4-12 EDFA出力光パケット波形 観測例（入力光パケット平均レベル：-5dBm）

図4-4-13には、両光信号のEDFA入力レベル条件と光パケットの波形劣化量DGとの関係として、当該DGのSCM光信号レベル依存性を示す。横軸は、EDFAに入力する光パケット平均レベルを基準としたSCM光信号の相対レベルを表す。前出の図4-4-7を参照して、例えば光パケットの $BER \leq 10^{-12}$ を実現する所要条件として $DG \leq 10\%$ を定めると、本図より、SCM光信号の相対レベルを-4.5dB以上（光パケット比）に設定する必要があることが分かる。

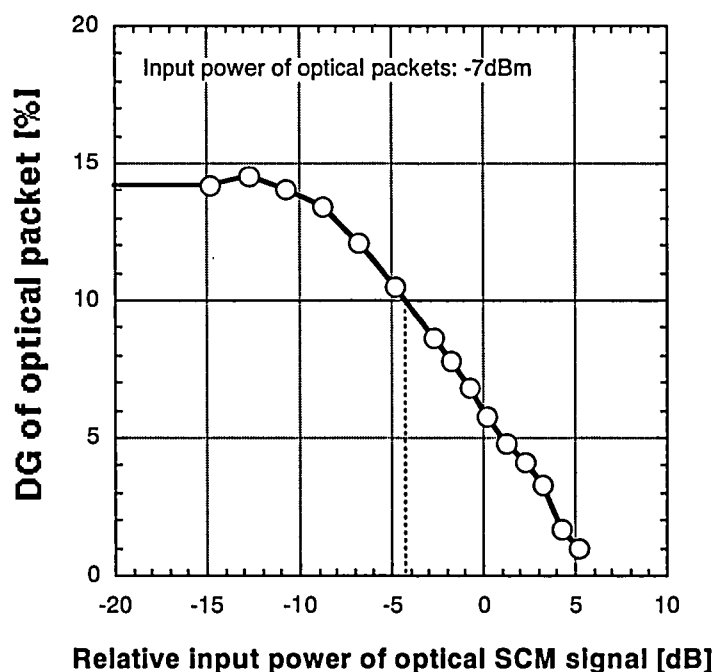


図4-4-13 光パケット波形劣化量（DG）のSCM光信号レベル依存性

図4-4-14には、SCM光信号非多重時／多重時における光パケットのBER測定結果を示す。なお、光パケットおよびSCM光信号のEDFA入力レベルを、共に-5dBm（SCM光信号の相対レベル：0dB）に設定した。また参考として、EDFAを介さない場合（光送受信器直結時）の測定値を併記した。本図より、SCM光信号の多重は、光パケットのみを光増幅する際に生じる最小受光感度劣化（ $BER < 10^{-12}$ ）：約1.5dBを抑圧して、光送受信器直結時とほぼ同等の性能にまで改善できることが分かる。

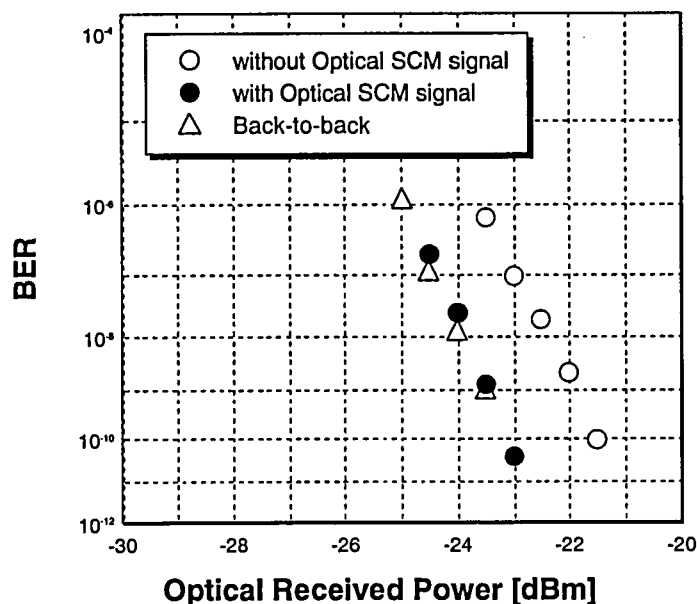


図4-4-14 SCM光信号非多重時／多重時の光パケットBER特性（受光レベル依存性）

このように、本方式では、SCM光信号による光パケット伝送特性の改善効果が期待できる一方で、光パケットが、SCM光信号の伝送品質に与える影響を考慮しておく必要がある。即ち、光パケットによる入力光信号の総電力変化は、EDFAのバースト利得変動現象を介して、SCM光信号にバースト的な振幅変動を与え、当該品質を劣化させると考えられる。

図4-4-15(a)に、光パケット／SCM光信号多重増幅時におけるSCM光信号の受信波形（多チャンネルFDM信号）を、同図(b)に、受信したSCM光信号（FDM信号中の1ch分）のスペクトルの観測例をそれぞれ示す。本図において、光パケット（矩形光信号、図(a)下部に併記）のバースト周期に同期した振幅変動がSCM光信号に発生し、対応する不要波成分がFDMキャリア周辺に生じていることが分かる。

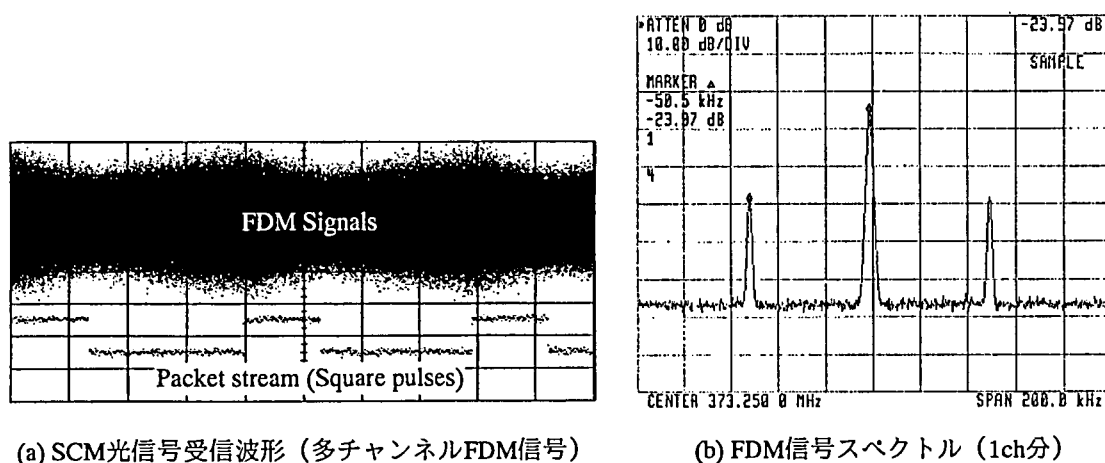


図4-4-15 光パケット多重によるSCM光信号の不要波成分の発生

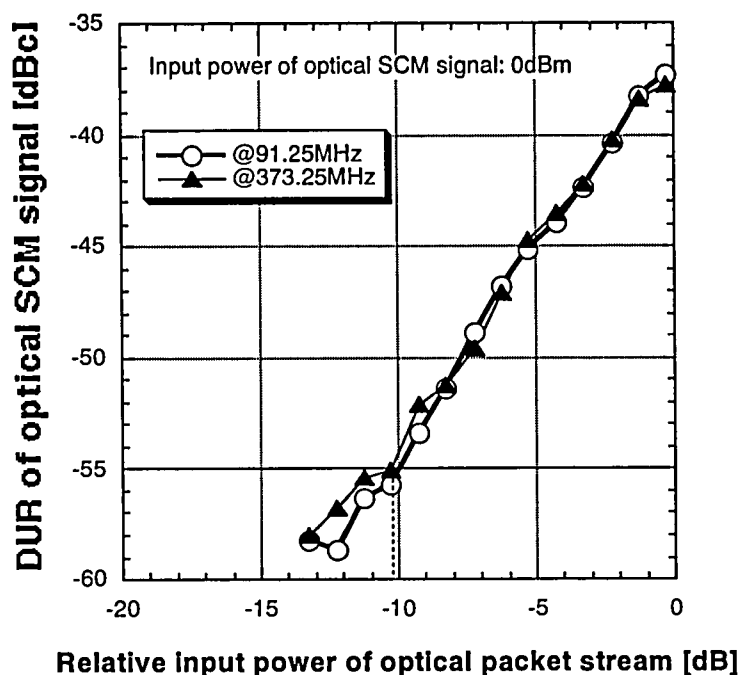


図4-4-16 SCM光信号歪量（DUR）の光パケット平均レベル依存性

図4-4-16には、EDFA入力光レベル条件とSCM光信号（多チャンネルFDM信号）の波形歪量DURとの関係として、当該DURの光パケット平均レベル依存性を示す。横軸は、SCM光信号レベルを基準とした光パケット平均レベルの相対値を表す。本図から分かるように、EDFAに入力する光パケットレベルが大きい程、SCM光信号品質は劣化し、例えばDUR $\leq$ -55dBcを確保するためには、光パケットの相対レベルを-10.25dB以下（光パケットを基準としたSCM光信号の相対レベル：+10.25dB以上）に設定する必要がある。

以上のように、EDFAにおける光パケットとSCM光信号との干渉現象を明らかにすることにより、両所要信号品質を同時に満たす入力光レベル条件を導出できる。例えば、光パケットDG $\leq$ 10%、SCM光信号DUR $\leq$ -55dBcを共に満足するためには、SCM光信号レベルを光パケット平均レベルに対して10.25dB以上大きくする必要がある。

## 4.5 結言

次世代アクセス網において、多チャンネル映像配信サービスと高速通信サービスを同時提供する大容量光伝送方式の提案を行い、理論解析と実験評価により、その実現性を検証した。

まず、多チャンネルRF変調信号とベースバンドデジタル信号とを周波数多重する構成に関して、FM一括変換型光伝送方式の適用性を理論的に検討し、本方式特有の伝送品質劣化現象の観点から、光伝送パラメータの設計手法を構築した。

FM復調信号とデジタル信号の伝送品質を同時に確保するため、両信号間の干渉現象を解析し、その結果に基づいて各受光レベルの配分設計を行った。例えば、AM40ch/64QAM30キャリアと156Mbpsのデジタル信号の多重伝送において、デジタル光信号の受光レベルを、FM光信号に対して約10dB低く設定することにより、FM復調信号のCNR：46dB以上、デジタル信号のSNR：23dB以上の性能を確保できることを実証した。

本研究により、FM一括変換型光伝送方式に基づいた「放送と通信の融合」システムの実現可能性を示した。

次に、直接光変調方式のSCM光伝送技術とWDM技術の組み合わせによって、超多チャンネル伝送を実現するWDM/SCM光伝送方式を提案し、特に、キーデバイスである光チューナに関する特有の課題を検討し、その結果に基づいて光伝送パラメータの設計を行った。

直接変調光信号の波長チャープと光チューナの光FM/IM変換効果に起因した受信レベル低下および歪劣化の原理を、理論と実験によって明らかにすると共に、伝送信号品質を満足する光チューナの所要透過帯域幅とEDFA入力光レベル条件を導出した。例えば、310chのSCM光信号を32波長多重する構成において、光フィルタ半値全幅：0.31～0.64nmの条件下でCIR：-33dBc以下を確保し、約10,000chのRF変調信号を8,000以上の光加入者に分配できることを明らかにした。

本研究によって、WDM/SCM光伝送方式に基づく、拡張性と柔軟性に優れた大規模・超大容量アクセスシステムの可能性を実証できた。

また、WDM-PONトポロジーに基づく放送/通信融合システムをターゲットに、波長ルーティングと光増幅/光分配技術、およびSCM光伝送技術を用いたRF/デジタル混在WDMパケットルーティング方式を提案し、特有の課題として、EDFAのバースト増幅特性の検討を行い、光伝送パラメータの所要条件を明確化した。

EDFAのレート方程式に利得パラメータの過渡応答性を導入することにより、光パケットの波形劣化現象と、SCM光信号による当該波形劣化の改善効果を理論的に明らかにすると共に、実証した。さらに、光パケットとSCM光信号の間の干渉現象を解析し、両所要品質を確保するEDFAの入力光レベル条件を導出した。これにより、AM40chと2.5Gbpsデータパケットの混在伝送において、SCM光信号の入力光レベルを光パケット比+10.25dB以上に設定することで、SCM光信号のDUR：-55dBc以下、光パケットのDG：10%以下を同時に満足できることを示した。

本研究により、フォトニックネットワークにおいて放送サービスを提供する具体的方式と条件を示すことができた。

#### 第4章・参考文献

- [1] J.C.van der Platts, and A.M.J.Koonen; "HDWDM Upgrading in CATV Networks," ECOC'98, pp.333-334 (1998).
- [2] K.C.Reichmann, P.P.Iannone, M.Birk, N.J.Frigo, and C.F.Lam; "Simultaneous delivery of 1280 video channels over a WDM passive optical network," Proceedings of ECOC'2000, vol.3, pp.79-80 (2000).
- [3] N.Yuki, N.Sakurai, J.Sato, M.Sakakibara, S.Ikeda, M.Kitamura, and N.Shibata; "FDM system for AM, 64QAM multi-channel video and 156 Mb/s communication on PDS architecture and its application to integration of ATM-PON and video distribution," Proceedings of OHAN/FSAN 2001, paper 1.5 (2001).
- [4] M.Fuse, S.Kitaji, and S.Morikura; "Multiplexing of multi-channel video signals employing super wide-band FM technique on ATM-PON systems," Proceedings of OHAN/FSAN 2001, paper 4.1 (2001).
- [5] 布施 優, 北地西峰, 森倉 晋; 「FM一括変換技術を用いた多ch RF信号／ベースバンド信号重畳方式の光伝送系設計に関する検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS2001-63, Vol.101, No.283, pp.37-42 (2001).
- [6] 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野嶋一宏, 川島勢一郎, 森倉 晋; 「広帯域FM変調技術を用いた光映像伝送システムのCNR特性」, 電子情報通信学会論文誌B-I, Vol.J81-B-I, No.9, pp.557-565 (1998).
- [7] 布施 優, 北地西峰, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送技術を用いた多ch RF信号／ベースバンド信号重畳光伝送方式の設計」, 2002年電子情報通信学会総合大会 B-10-159, p.596 (2002).
- [8] T. Uno, M. Mitsuda, and J. Ohya; "Low-distortion characteristics in amplified 4 x 50-channel WDM AM SCM transmission," Technical Digest of OFC'94, WM2 (1994).
- [9] J. C. Van der Platts, and A. M. J. Koonen; "HDWDM upgrading in CATV networks," Proceedings of ECOC'98 (1998).
- [10] 錦戸 淳, 塚田 雅人, 小河原 成哲, 平松 淳, 柳谷 雅之; 「分配選択型WDMシステムにおける高波長多重化の検討」, 電子情報通信学会技術研究報告, 96, 535, SSE96-147, pp19-24 (1997).
- [11] 生島 剛, 笹井裕之, 飯田正憲, 布施 優, 森倉 晋; 「直接変調方式を用いたWDM/SCM光伝送における光フィルタのCNR特性への影響」, 1999年電子情報通信学会総合大会 B-10-142, p.503 (1999).
- [12] 生島 剛, 笹井裕之, 飯田正憲, 早田博則, 雄谷 順, 布施 優, 森倉 晋; 「直接変調方式を用いた10,000ch-WDM/SCMシステムにおける光デバイスのアナログ特性の検討と光伝送系の設計」, 映像情報メディア学会誌, Vol.55, No.10, pp.1315-1321 (2001).
- [13] 生島 剛, 笹井裕之, 飯田正憲, 早田博則, 雄谷 順, 布施 優, 森倉 晋; 「直接変調方式を用いたWDM/SCM光伝送システムにおける光デバイスの所要性能の検討」, 映像学技報 ROFT99-90, Vol.23, No.56, pp.59-64 (1999).
- [14] H.Sasai, T.Ikushima, M.Iida, H.Souda, M.Fuse, K.Utsumi, and S.Morikura; "Required performance for optical filter and EDFA in 32ch-WDM/310ch-SCM transmission system," Proceedings of APCC/OECC'99, pp.420-423 (1999).
- [15] 生島 剛, 笹井裕之, 布施 優, 森倉 晋; 「AM/搬送波デジタル変調混在波長多重システムにおけるEDFAの利得特性の検討」, 1999年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-108, p.285 (1999).
- [16] 生島 剛, 笹井裕之, 布施 優, 森倉 晋; 「RF/デジタル混在WDM伝送におけるEDFAの利得及び入力光強度設計手法」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS-2001-5, Vol.101, No.21, pp.23-28 (2001).
- [17] M. Iida, K. Hagiwara, and H. Asakura; "Holographic Fourier diffraction gratings with a high diffraction efficiency optimized for optical communication systems," Appl. Opt. 31, 16 (1992).
- [18] M. Iida, and H. Asakura; "A Computer Controlled Narrow Bandpass Optical Tunable Filter Using a Fourier Diffraction Grating in the Range of 1.3-1.55  $\mu$ m," IEEE J. Lightwave Tech., 13, 12, pp.2343-2348 (1995).
- [19] K. Maeda, and K. Utsumi; "Bit-Error Rate of M-QAM Signal and Its Analysis Model for Composite Distortions in AM/QAM Hybrid Transmission," IEEE Trans. Commun. 47, 8, pp.1173-1180 (1999).
- [20] F.Farjady, M.C.Parker, and S.D.Walker; "Hyperspace Addressed Optical Access Architecture Using Active Arrayed Waveguide Gratings," Proceedings of OECC'98, 15A2-2 (1998).

- [21] P.P.Iannone, N.J.Frigo, K.C.Richmann; "A repeated regional/WDM local access network for delivery of broadcast digital TV," Technical Digest of OFC'99, pp.324-325 (1999).
- [22] 布施 優, 生島 剛, 塩崎 亨, 森倉 晋; 「RF/BBフォトニック網におけるEDFAのバースト利得変動によるRF信号品質劣化の検討」, 2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-134, p.357 (2000).
- [23] M.Fuse, T.Shiozaki, T.Ikushima, and S.Morikura; "Design of extended WDM access system for providing broadband communication and broadcast TV services," Technical Digest of OFC2001, WG3 (2001).
- [24] 塩崎 亨, 布施 優, 森倉 晋; 「高速バースト信号に対するEDFAの伝送特性に関する検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS2001-49, Vol.101, No.221, pp.25-30 (2001).
- [25] Y.Sun, G.Luo, J.L.Zyskind, A.A.M.Saleh, A.K.Srivastava, and J.W.Sulhoff; "Model for gain dynamics in erbium-doped fibre amplifiers," Electron. Lett., vol.32, no.16, pp.1290-1491 (1996).
- [26] 生島 剛, 笹井裕之, 布施 優, 森倉 晋; 「アナログ/デジタル混在波長多重伝送におけるEDFAモジュールの利得評価方法の提案」, 2000年電子情報通信学会総合大会 B-10-118, p.493 (2000).
- [27] T.Shiozaki, M.Fuse, and S.Morikura; "A Study of Gain Dynamics of Erbium-Doped Fiber Amplifiers for Burst Optical Signals," Proceedings of ECOC2002, Vol.3, Networks&switching P4.2 (2002).
- [28] 塩崎 亨, 布施 優, 森倉 晋; 「バースト光伝送における光ファイバ増幅器の過渡応答特性の改善」, 2001年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-60, p.398 (2001).
- [29] 布施 優, 塩崎 亨, 生島 剛, 森倉 晋; 「RF/デジタル混在WDMアクセス網における光パケット波形歪のEDFAの検討」, 2001年電子情報通信学会総合大会 B-10-76, p.509 (2001).

## 第5章 結論

光アクセス網における映像配信の実現を主な目的として、RF変調技術をベースとした高品位・大容量光伝送方式に関する研究を行った。

まず、SCM光伝送技術とEDFAを組み合わせることにより、VSB-AM信号とデジタル変調信号からなる多チャンネルRF変調信号を光多分配する”ハイブリッドSCM光伝送分配方式”を提案した。本方式を実現するに当たり、高性能歪MQW構造のDFBレーザを開発すると共に、EDFAにおける歪劣化原理と当該最適動作条件を明らかにし、光伝送パラメータの設計手法を構築した。これらの検討結果に基づいて、全150chのAM/16QAMハイブリッド信号を100以上に光分配する光映像分配システムの実現性を検証した。

次に、多チャンネルFDM信号を一括して広帯域FM信号に変換する構成により、光伝送路に対する要求性能を緩和し、光映像伝送システムを経済化できる”FM一括変換型光伝送方式”の検討を行った。本方式の実現に当たって、伝送品質に関わる特有の劣化要因を抽出して対策を考案し、あるいは、その影響を考慮した光伝送パラメータの設計手法を確立した。また、これらの検討結果に基づいて、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド信号の光伝送システムの実現性を確認した。

即ち、CNR特性に関して、広帯域FM信号と不要波成分との干渉ビート雑音、および残留FM信号スペクトルの影響を理論と実験により明らかにすると共に、この結果に基づいて、FM搬送波周波数および周波数偏移量条件を最適化して、AM信号、64QAM信号共に、所要品質を得られることを示した。

歪特性については、本方式に特徴的な直線歪要因として、FM伝送路における群遅延歪特性に関し、カーソンの可変周波数理論を多チャンネル・広帯域FM伝送に展開することにより、極めて精度の高い歪理論を構築した。また、広帯域FM信号の高調波成分がFM復調動作に与える影響に着目し、特有の直線歪発生原理とその特性を、理論と実験により明らかにした。これらの結果に基づいて、当該構成要素に対する歪配分設計を行い、CSO、CTB共に所要品質を達成した。

また、FM伝送路の帯域制限がFM復調動作に及ぼす影響を、等価雑音パルスによるモデル化手法を用いて解析し、伝送信号品質との関係を定量化することによって、FMスペクトル拡がり（標準偏差）の約4倍（±2.7GHz）の帯域幅を必要とすることを明らかにした。

さらに、将来のアクセス網の大容量化や「放送と通信の融合」の実現に向けて、多チャンネル映像配信サービスと高速通信サービスを同時提供する次世代の大容量光伝送方式の提案を行い、その実現性を検証した。

FM一括変換型光伝送方式を基盤としてベースバンドデジタル信号を多重伝送する”広帯域FM/ベースバンドデジタル重畳伝送方式”に関して、両信号間の干渉現象を解析し、各光信号の受光レベルの設計手法を構築した。これにより、AM40ch/64QAM30キャリアと、伝送レート：156Mbpsのデジタル信号の多重伝送において、所要の品質を達成できることを示した。

次に、SCM光伝送技術とWDM技術とを組み合わせた”超多チャンネルWDM/SCM光伝送方式”について、光チューナの光FM/IM変換効果による伝送品質劣化を評価、解析し、当該所要透過帯域幅を導出することにより、32WDM/310ch SCMの構成において、所要の伝送性能を実現した。

最後に、波長ルーティングとSCM光伝送、および光増幅技術による”RF/デジタル混在WDMパケットルーティング方式”において、EDFAの利得パラメータの過渡応答性を考慮することにより、光パケットの波形劣化や光パケット・SCM光信号間の干渉現象の解析を行った。この結果に基づき、EDFA入力光レベルの設計を行い、AM40chと2.5Gbpsデータパケットの混在伝送において、両所要品質を達成した。

以上の研究成果の一部は、光CATVのインフラシステムや、大手キャリア会社による映像配信システムに



において実用化されている。

## 謝辞

本論文の作成に際し、終始懇切なる御指導、御鞭撻を賜りました京都大学大学院工学研究科の北野正雄教授に謹んで感謝の意を表します。

また、有益な御検討、御助言を賜りました京都大学大学院情報学研究科の佐藤亨教授、及び同大学学術情報メディアセンターの中村裕一教授に心より謝意を表します。さらに、日頃より親切なる御指導を頂きました中島将光氏に深く感謝致します。

本研究を松下電器産業株式会社において遂行する機会を与えて頂きました三木弼一氏、櫛木好明氏、菅野昌志氏、森仁氏、及び有高明敏氏に心より感謝の意を表します。

本研究の遂行に当たり、終始暖かい御指導、御鞭撻を賜りました藤戸克行氏に謹んで深謝致します。また、松下電器産業株式会社パナソニックAVCネットワークス社の中田裕章氏、同社コーポレートR&D戦略室の内海邦昭氏、同社知的財産権本部の森倉晋氏、同社半導体社の松井康氏、及び和泉電気株式会社の藤田俊弘氏に深く感謝致します。また、御激励を頂きました、筒泉堯氏、及び市田健成氏に感謝致します。

本研究を進めるに当たり、日頃より御指導、御協力を頂きました松下電子工業株式会社半導体社の工藤義春氏、松下電器産業株式会社ブロードバンドコミュニケーション開発センターの生島剛氏、笹井裕之氏、古澤佐登志氏、増田浩一氏、松下電器産業株式会社パナソニックAVCネットワークス社の塩崎亨氏、同社ネットワーク開発本部の前田和貴氏、同社R&D知的財産権センターの山本浩明氏、及びパナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社ネットワークス事業部の田辺学氏に心より感謝申し上げます。

本研究において、光デバイスの開発、提供に関する甚大な御協力を頂きました松下電器産業株式会社パナソニックAVCネットワークス社の石野正人氏、松下電子工業株式会社半導体社の宇野智昭氏、雄谷順氏、竹中直樹氏、富士原潔氏、松下電器産業株式会社先端技術研究所の大塚信之氏、及び松下電子部品株式会社の山根茂氏に心より感謝致します。また、松下電器産業株式会社通信デバイス開発センターの朝倉宏之氏、同社デバイス・環境戦略企画グループの飯田正憲氏、及び同社ブロードバンドコミュニケーション開発センターの早田博則氏に深く感謝致します。

本研究の実用化開発に当たり、御指導と共に多大な御尽力を頂きました三浦裕氏、松下電器産業株式会社の北地西峰氏、パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社ネットワークス事業部の根岸英彦氏、松下電器産業株式会社知的財産権本部の鮎橋隆夫氏、及びパナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社技術部門の川島勢一郎氏、野島一宏氏、石井義一氏、浅野弘明氏、田中正人氏、大橋尚美氏、竹内幸子氏、竹居優子氏、長井哲也氏、及び松下電器産業株式会社ブロードバンドコミュニケーション開発センターの中曾麻理子氏に心より感謝申し上げます。また、株式会社パナソニックモバイル金沢研究所の岩本光浩氏、及び高田正人氏に感謝致します。

最後に、本研究は、松下電器産業株式会社、パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社（旧松下通信工業株式会社）、旧松下電子工業株式会社等の極めて多くの方々の御支援、御協力を得ることにより成し得たものであり、ここに改めて感謝の意を表すものです。



## 本研究に関する発表

### A. 論文

- 1) 布施 優, 工藤義春, 前田和貴, 雄谷 順, 石野正人, 藤戸克行; 「150ch AM/QAMハイブリッド信号の128光分配システムの開発」, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J78-B-I, pp.553-562 (1995).  
(M.Fuse, Y.Kudo, K.Maeda, J.Ohya, M.Ishino, and K.Fujito; "Development of 128 Optical Distribution System of 150chs AM/QAM Hybrid Signals", Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol.79, No.11, pp.65-77 (1996).)
- 2) 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野嶋一宏, 川島勢一郎, 森倉 晋; 「広帯域FM変調技術を用いた光映像伝送システムのCNR特性」, 電子情報通信学会論文誌B-I, Vol.J81-B-I, No.9, pp.557-565 (1998).  
(M.Fuse, Y.Ishii, Kudo, K.Nojima, S.Kawashima, and S.Morikura; "CNR Characteristics of Optical Transmission Systems Employing Super Wide-Band FM Technique", Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol.83, No.7, pp.50-60 (2000).)
- 3) 布施 優, 工藤義春, 石井義一, 野嶋一宏, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式におけるCNR特性から見た所要伝送帯域幅」, 電子情報通信学会論文誌B, Vol.J84-B, No.3, pp.496-504 (2001).
- 4) 前田和貴, 布施 優, 内海邦昭, 中田裕章, 藤戸克行; 「クリッピングによるインパルス性ひずみを考慮したアナログ/デジタルハイブリッド光伝送におけるM-QAM信号の伝送品質の解析」, 電子情報通信学会論文誌B-I, Vol.J80-B-I, No.5, pp.266-273 (1997).
- 5) 生島 剛, 笹井裕之, 飯田正憲, 早田博則, 雄谷 順, 布施 優, 森倉 晋; 「直接変調方式を用いた10,000ch-WDM/SCMシステムにおける光デバイスのアナログ特性の検討と光伝送系の設計」, 映像情報メディア学会誌, Vol.55, No.10, pp.1315-1321 (2001).

### B. 雑誌投稿

- 1) 藤戸克行, 中田裕章, 布施 優, 前田和貴; 「多チャンネル映像信号光伝送システム」, レーザ研究, Vol.21, No.3, pp.10-18 (1993).
- 2) 川島勢一郎, 布施 優, 工藤義春, 野嶋一宏, 岩本光浩, 山本浩明, 北地西峰, 藤戸克行; 「広帯域FM変調型光映像伝送装置」, National Technical Report, Vol.42, No.5, pp.22-28 (540-546) (1996).

### C. 国際学会発表

- 1) M.Fuse, Y.Kudo, K.Maeda, H.Nakata, and K.Fujito; "128 Optical Distribution System of 150ch AM/QAM Hybrid Signals," Proceedings of ECOC/IOOC'94, pp.45-48 (1994).
- 2) M.Fuse, Y.Kudo, K.Nojima, Y.Ishii, S.Kawashima, S.Kitaji, and K.Fujito; "Super wide-band FM modulation technique for distributing multi-channel digital SCM signals on the optical access networks," Technical Digest of 8th Intl. Workshop on Optical/Hybrid Access Networks, paper P.9 (1997).
- 3) M.Fuse, Y.Kudo, K.Utsumi, K.Fujito, J.Ohya, Y.Ishii, K.Nojima, S.Kawashima, and S.Kitaji; "CNR Characteristics of Analog/Digital Hybrid Transmission System employing Super Wide-band FM Technique," IOOC-ECOC'97, WE2B-6, Technical Digest Vol.3, pp.119-122 (1997).
- 4) M.Fuse, T.Shiozaki, T.Ikushima, and S.Morikura; "Design of extended WDM access system for providing broadband communication and broadcast TV services," Technical Digest of OFC2001, WG3 (2001).
- 5) M.Fuse, S.Kitaji, and S.Morikura; "Multiplexing of multi-channel video signals employing super wide-band FM technique on ATM-PON systems," Proceedings of OHAN/FSAN2001, paper4.1 (2001).
- 6) M.Fuse, T.Yasue, M.Nakaso, H.Yamamoto, K.Utsumi, and S.Morikura; "Proposal of Multi-channel xDSL Access System for Multi-dwellings using Optical SCM Technology," Proceedings of ECOC2002, Vol.4, Access Networks

#### 9.2.4 (2002).

- 6) K.Maeda, K.Masuda, M.Fuse, H.Nakata, and K.Fujito; "Transmission Quality of Digital Signal using M-VSB-ASK for Digitally Modulation Method in Analog/Digital Hybrid Optical Transmission," Technical Digest of 6th International Workshop on OAN, pp.3.2.1-7 (1994).
- 7) K.Fujito, M.Fuse, and K.Maeda; "AM/Digital Multi-Channel Optical Video Distribution," Proceedings of ECOC'95, Tu.L.3.6, pp.367-373 (1995).
- 8) K.Maeda, M.Fuse, and K.Fujito; "Ultra-high Channel Capacity Optical CATV System", Technical Digest of OFC'96, WN3, pp.197-198 (1996).
- 9) K.Fujito, M.Fuse, K.Maeda, and K.Utsumi; "SCM Transmission Technologies," Proceedings of OECC'96, 18A1-4, pp.296-297 (1996).
- 10) J.Ohya, N.Otsuka, S.Nakamura, Y.Inaba, M.Ishino, Y.Matsui, M.Fuse, K.Nojima, Y.Ishii, S.Kawashima, and S.Kitaji; "Low Noise and Low Distortion AM/FM Converter with Frequency modulated 1.55  $\mu$ m Strained-Layer MQW-DFB Laser for Analog Transmission," Proceedings of ECOC'97, Technical Digest Vol.2, pp.94-97 (1997).
- 11) Y.Ishii, K.Nojima, S.Kawashima, M.Fuse, J.Ohya, and S.Kitaji; "CNR Characteristics of an Optical Heterodyne AM/FM Converter Using Narrow Linewidth Lasers," Proceedings of OECC'97, 10A1-4, pp.366-367 (1997).
- 12) Y.Kudo, M.Fuse, S.Morikura, K.Utsumi, and S.Kitaji; "Required quality for multichannel digital modulation signals in the transmission system employing optical super wideband FM technique," Technical Digest of OFC'98, WM18, pp.196-198 (1998).
- 13) H.Sasai, T.Ikushima, M.Iida, H.Souda, M.Fuse, K.Utsumi, and S.Morikura; "Required performance for optical filter and EDFA in 32ch-WDM/310ch-SCM transmission system," Proceedings of APCC/OECC'99, pp.420-423 (1999).
- 14) H.Sasai, M.Fuse, and S.Morikura; "Novel microwave optical transmission technique utilizing direct modulation and photonic up-conversion," Proceedings of the 2nd Korea-Japan Joint Workshop on Microwave-Photonics (2001).
- 15) Y.Ishii, K.Oda, H.Uno, T.Shiozaki, M.Fuse, H.Asano, K.Utsumi, and S.Kitaji; "A 2.5Gb/s optical packet receiver for optical packet routing systems using WDM technology," Proceedings of ECOC2001, poster session (2001).
- 16) T.Shiozaki, M.Fuse, and S.Morikura; "A Study of Gain Dynamics of Erbium-Doped Fiber Amplifiers for Burst Optical Signals," Proceedings of ECOC2002, Vol.3, Networks&switching P4.2 (2002).
- 17) T.Yasue, M.Fuse, S.Morikura, H.Yamamoto, and K.Utsumi; "Scalable Optical Access System for Multi-channel VDSL based on Subcarrier Multiplexing," Technical Digest of OFC2003, paper FM6 (2003).

#### C. 国内学会発表

- 1) 布施 優, 雄谷 順, 中田裕章, 藤田俊弘, 松井 康, 藤戸克行; 「多段接続光ファイバ増幅器の伝送歪の波長依存性の検討」, 1992年電子情報通信学会春季大会 B-1013, p.4-165 (1992).
- 2) 布施 優, 工藤義春, 中田裕章, 藤戸克行; 「異変調度キャリア混在光伝送系における歪評価法の提案」, 1993年電子情報通信学会秋季大会 B-883, p.4-79 (1993).
- 3) 布施 優, 中田裕章, 藤戸克行; 「SCM光伝送系の広帯域化に伴う3次波長分散歪の劣化特性の検討」, 1994年電子情報通信学会春季大会 B-1133, p.4-199 (1994).
- 4) 布施 優, 工藤義春, 前田和貴, 雄谷 順, 石野正人, 中田裕章, 藤戸克行; 「150ch AM/QAMハイブリッド信号の128光分配システムの検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS94-2, Vol.94, No.70, pp.9-15 (1994).
- 5) 布施 優, 内海邦昭, 藤戸克行; 「外部光変調器を用いた直接変調LDの歪補償 —縦続補助変調(CAM)方式の提案—」, 1995年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-675, p.342 (1995).
- 6) 布施 優, 野島一宏, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調型光映像伝送方式の検討(2) CNR特性から見たFM周波数偏移量に関する実験的考察」, 1996年電子情報通信学会総合大会 B-1210, p.642 (1996).
- 7) 布施 優, 工藤義春, 増田浩一, 山本浩明, 川島勢一郎, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調形光映

像伝送装置の開発(1) AM-FDM30ch伝送における総合CNR特性」, 1996年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-1013, p.498 (1996).

8) 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野島一宏, 内海邦昭, 藤戸克行; 「AM/FM一括変換光映像伝送方式における帯域制限によるCNR劣化のモデル化」, 1997年電子情報通信学会総合大会 B-10-93, p.602 (1997).

9) 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野島一宏, 雄谷 順, 川島勢一郎, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調技術を用いたアナログ/デジタル混在光伝送システムのCNR特性」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS97-3, Vol.97, No.54, pp.13-18 (1997).

10) 布施 優, 工藤義春, 石井義一, 野島一宏, 雄谷 順, 川島勢一郎, 森倉 晋, 内海邦昭; 「広帯域FM変調形光伝送方式における帯域制限によるCNR劣化のモデル化の検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS97-14, Vol.97, No.129, pp.43-48 (1997).

11) 布施 優, 増田浩一, 雄谷 順, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式における光周波数変調用レーザの歪特性」, 1998年電子情報通信学会総合大会 B-10-162, p.626 (1998).

12) 布施 優, 工藤義春, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式用FM復調器の歪特性に関する考察」, 1998年電子情報通信学会総合大会 B-10-163, p.627 (1998).

13) 布施 優, 工藤義春, 野島一宏, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式におけるFM復調器の非直線歪特性」, 1998年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-130, p.452 (1998).

14) 布施 優, 森倉 晋; 「光信号処理を用いたマイクロ波FSK信号の光伝送/直接復調方式」, 1998年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-136, p.458 (1998).

15) 布施 優, 石井義一, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式における群遅延特性から見た広帯域FM信号の有効帯域幅」, 1999年電子情報通信学会総合大会 B-10-144, p.505 (1999).

16) 布施 優, 野島一宏, 工藤義春, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送システムにおけるFM変調器およびFM復調器の歪特性とその評価方法」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS99-12, Vol.99, No.92, pp.19-24 (1999).

17) 布施 優, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式におけるFM伝送路の周波数特性が歪特性に与える影響」, 1999年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-122, p.299 (1999).

18) 布施 優, 石井義一, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式における光変調度の伝送距離依存性に関する検討」, 2000年電子情報通信学会総合大会 B-10-81, p.456 (2000).

19) 布施 優, 岩本光浩, 石井義一, 野島一宏, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送方式において広帯域FM信号の高調波が歪特性に及ぼす影響」, 2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-63, p.286 (2000).

20) 布施 優, 生島 剛, 塩崎 亨, 森倉 晋; 「RF/BBフォトニック網におけるEDFAのバースト利得変動によるRF信号品質劣化の検討」, 2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-134, p.357 (2000).

21) 布施 優, 塩崎 亨, 生島 剛, 森倉 晋; 「RF/デジタル混在WDMアクセス網における光パケット波形歪のEDFAの検討」, 2001年電子情報通信学会総合大会 B-10-76, p.509 (2001).

22) 布施 優, 野島一宏, 石井義一, 岩本光浩, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送システムにおける直線歪特性の解析」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS2000-91, Vol.100, No.611, pp.1-6 (2001).

23) 布施 優, 北地西峰, 森倉 晋; 「FM一括変換技術を用いた多ch RF信号/ベースバンド信号重畳方式の光伝送系設計に関する検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS2001-63, Vol.101, No.283, pp.37-42 (2001).

24) 布施 優, 北地西峰, 森倉 晋; 「FM一括変換型光伝送技術を用いた多ch RF信号/ベースバンド信号重畳光伝送方式の設計」, 2002年電子情報通信学会総合大会 B-10-159, p.596 (2002).

25) 布施 優, 笹井裕之, 内海邦昭; 「SCM光伝送技術を用いた集合住宅向けxDSL多チャンネル・アクセスシステムの提案」, 2002年電子情報通信学会総合大会 B-10-161, p.598 (2002).

26) 前田和貴, 布施 優, 工藤義春, 中田裕章, 藤戸克行; 「150ch AM/16QAMハイブリッド光伝送システムの開発」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS93-97, Vol.93, No.526, pp.23-32 (1994).

- 27) 前田和貴, 布施 優, 藤戸克行, 長井哲也; 「アナログ・デジタルハイブリッド光伝送におけるインパルス歪みによる誤り発生パターンの検討」, 1995年電子情報通信学会総合大会 B-1124, p.570 (1995).
- 28) 前田和貴, 布施 優, 増田浩一, 工藤義春, 藤戸克行; 「QAM500ch光伝送の伝送特性の検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS94-98, Vol.94, No.543, pp.7-13 (1995).
- 29) 久保田昌夫, 松岡温雄, 須藤茂男, 前田和貴, 布施 優, 工藤義春; 「FM/QPSKハイブリッド光伝送方式の検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 CS94-13, Vol.94, No.68, pp.17-22 (1994).
- 30) 工藤義春, 布施 優, 前田和貴, 中田裕章, 藤戸克行; 「AM/QAM150ch光分配システムの開発」, 1994年電子情報通信学会春季大会 B-1125, p.4-191 (1994).
- 31) 工藤義春, 布施 優, 内海邦昭, 藤戸克行; 「SCM光伝送における光源スペクトルと誘導ブリルアン散乱抑制効果の関係の検討」, 1995年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-667, p.344 (1995).
- 32) 工藤義春, 山本浩明, 布施 優, 大塚信之, 雄谷 順, 石野正人, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調型光映像伝送方式の検討(1) FM変調用DFB-LDの雑音特性の検討」, 1996年電子情報通信学会総合大会 B-1209, p.641 (1996).
- 33) 工藤義春, 前田和貴, 布施 優, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調型光映像伝送方式の検討 - 広帯域FM変調した64QAM信号の誤り率特性の検討 -」, 1996年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-1010, p.495 (1996).
- 34) 工藤義春, 布施 優, 石井義一, 前田和貴, 内海邦昭, 藤戸克行, 石井義一; 「広帯域FM変調技術を用いた64QAM光伝送特性の検討」, 電子情報通信学会技術研究報告 OCS96-70, Vol.96, No.366, pp.71-76 (1996).
- 35) 工藤義春, 布施 優, 川島勢一郎, 森倉 晋, 内海邦昭; 「FM一括変換光伝送方式における64QAM信号誤り率に対する残留FM信号の影響」, 1997年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-170, p.469 (1997).
- 36) 工藤義春, 布施 優, 森倉 晋, 内海邦昭; 「FM一括変換型光伝送方式における広帯域FM信号スペクトラムの定量化の検討」, 1998年電子情報通信学会総合大会 B-10-164, p.628 (1998).
- 37) 増田浩一, 工藤義春, 布施 優, 内海邦昭, 藤戸克行; 「広帯域FM変調型光映像伝送方式の検討(3) 64QAM信号の歪および誤り率特性」, 1996年電子情報通信学会総合大会 B-1211, p.643 (1996).
- 38) 笹井裕之, 早田博則, 生島 剛, 布施 優, 森倉 晋; 「WDM/SCM光伝送における伝送容量の検討」, 1998年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-176, p.498 (1998).
- 39) 笹井裕之, 生島 剛, 布施 優, 森倉 晋; 「直接変調方式を用いたSCM光伝送における誘導ブリルアン散乱の歪特性への影響」, 1999年電子情報通信学会総合大会 B-10-141, p.502 (1999).
- 40) 笹井裕之, 布施 優, 森倉 晋; 「外部変調器を用いた光ミキシング法の光/無線アクセスへの適用に関する一検討」, 2000年電子情報通信学会総合大会 B-5-311, p.696 (2000).
- 41) 笹井裕之, 布施 優, 森倉 晋; 「直接変調/光ミキシング法を用いたマイクロ波光伝送におけるチャープ抑圧による伝送特性の改善」, 2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-5-141, p.429 (2001).
- 42) 笹井裕之, 布施 優, 森倉 晋; 「チャープ抑圧直接変調/光ミキシング法を用いた26GHz帯光伝送特性」, 2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-5-258, p.656 (2001).
- 43) 生島 剛, 笹井裕之, 飯田正憲, 布施 優, 森倉 晋; 「直接変調方式を用いたWDM/SCM光伝送における光フィルタのCNR特性への影響」, 1999年電子情報通信学会総合大会 B-10-142, p.503 (1999).
- 44) 生島 剛, 笹井裕之, 飯田正憲, 早田博則, 雄谷 順, 布施 優, 森倉 晋; 「直接変調方式を用いたWDM/SCM光伝送システムにおける光デバイスの所要性能の検討」, 映像学技報 ROFT99-90, Vol.23, No.56, pp.59-64 (1999).
- 45) 生島 剛, 笹井裕之, 布施 優, 森倉 晋; 「AM/搬送波デジタル変調混在波長多重システムにおける

- EDFAの利得特性の検討」，1999年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-108, p.285 (1999).
- 46) 生島 剛，笹井裕之，布施 優，森倉 晋；「アナログ／デジタル混在波長多重伝送におけるEDFAモジュールの利得評価方法の提案」，2000年電子情報通信学会総合大会 B-10-118, p.493 (2000).
- 47) 生島 剛，笹井裕之，布施 優，森倉 晋；「RF/BBフォトニック網におけるEDFA入力光強度条件の最適設計法」，2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-135, p.358 (2000).
- 48) 生島 剛，笹井裕之，布施 優，森倉 晋；「RF/デジタル混在波長多重伝送における非線形クロストークを考慮した光信号レベル設計」，2001年電子情報通信学会総合大会 B-10-75, p.508 (2001).
- 49) 生島 剛，笹井裕之，布施 優，森倉 晋；「RF/デジタル混在WDM伝送におけるEDFAの利得及び入力光強度設計手法」，電子情報通信学会技術研究報告 OCS-2001-5, Vol.101, No.21, pp.23-28 (2001).
- 50) 生島 剛，古澤佐登志，布施 優，森倉 晋；「10Gbps直接変調用1.55 $\mu$ m帯DFB-LDにおける波長チャープのバイアス依存性の検討」，2002年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-52, p.340 (2002).
- 51) 生島 剛，古澤佐登志，布施 優，森倉 晋；「10Gbps直接変調レーザの分散ペナルティの温度依存性の一検討」，2003年電子情報通信学会総合大会 B-10-73, p.503 (2003).
- 52) 塩崎 亨，布施 優，森倉 晋；「高速バースト信号に対するEDFAの増幅特性に関する検討」，2000年電子情報通信学会総合大会 B-10-119, p.494 (2000).
- 53) 塩崎 亨，生島 剛，布施 優，森倉 晋；「WDM-PONシステムにおける光ファイバ増幅器の高速バースト伝送特性」，2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-104, p.327 (2000).
- 54) 塩崎 亨，布施 優，森倉 晋；「高速バースト信号に対するEDFAの伝送特性に関する検討」，電子情報通信学会技術研究報告 OCS2001-49, Vol.101, No.221, pp.25-30 (2001).
- 55) 塩崎 亨，布施 優，森倉 晋；「バースト光伝送における光ファイバ増幅器の過渡応答特性の改善」，2001年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-60, p.398 (2001).
- 56) 安江敏彦，生島 剛，布施 優，森倉 晋；「波長チャープ特性を利用したWDM用波長制御方式の一検討」，2002年電子情報通信学会総合大会 B-10-63, p.500 (2002).
- 57) 安江敏彦，布施 優，山本浩明，内海邦昭，森倉 晋；「多チャンネルVDSL光伝送における帯域外スペクトル評価方法と光伝送特性」，2002年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-104, p.392 (2002).
- 58) 安江敏彦，布施 優，森倉 晋，中曾麻理子，家田知明，山本浩明，内海邦昭；「VDSL対応マルチチャンネル光アクセス方式」，電子情報通信学会技術研究報告 OCS2002-64, Vol.102, No.358, pp.17-22 (2002).
- 59) 安江敏彦，布施 優，中曾麻理子，山本浩明，内海邦昭，森倉 晋；「VDSL対応光アクセス方式における光伝送距離制限」，2003年電子情報通信学会総合大会 B-8-28, p.412 (2003).
- 60) 古澤佐登志，生島 剛，布施 優，森倉 晋；「戻り光誘起雑音から見たDFB-LDモジュールの駆動条件に関する一検討」，2002年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-51, p.339 (2002).
- 61) 野島一宏，岩本光浩，川島勢一郎，布施 優，北地西峰；「広帯域FM変調形光映像伝送装置の開発(2) AM-FDM30ch伝送における総合歪特性」，1996年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-1014, p.499 (1996).
- 62) 野島一宏，石井義一，川島勢一郎，布施 優，北地西峰；「AM/FM一括変換における位相雑音特性改善の検討」，1997年電子情報通信学会総合大会 B-10-94, p.603 (1997).
- 63) 石井義一，野島一宏，浅野弘明，布施 優，根岸英彦，北地西峰；「FM一括変換方式を用いた光伝送システムにおける高品質化の検討」，2000年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-62, p.285 (2000).
- 64) 中曾麻理子，山本浩明，内海邦昭，布施 優；「多チャンネルVDSL信号用光伝送システムのCNR設計に関する検討」，2002年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-103, p.391 (2002).





### 3.4.6 FM変復調器の歪特性[1]

本節では、FM一括変換型光伝送方式で用いるFM変調器（FMレーザ）とFM復調器の歪特性を検討する。具体的には、非直線歪量、直線歪の各発生原理をモデル化し、理論的な考察を加えると共に、FM変復調器の歪抽出／評価手法を提案し、実験による検証を行った。なお、本文第3.4.1節で述べたように、FMレーザの歪特性は、SCM光伝送方式における直接光強度変調用半導体レーザの歪特性とほぼ同様の性質を有することが分かっているため、ここでは、本方式に特有の歪要因として、FM復調器の特性を中心に検討を行う。

#### 3.4.6.1 FM復調効率の非線形歪

本文図3-4-7に示すように、高速論理ゲート素子を縦続接続して構成されたFM復調器は、入力周波数に対してほぼ線形な復調特性を有するが、全帯域に亘る比較的なだらかな（低次の）非線形性と、リップル状の周期的な特性を示す場合が多い。前者の主な原因は、論理ゲート素子の立ち上がり／立ち下がり時間の差異、および応答限界によるパルス波形劣化であり、後者は、縦続接続された2つの論理ゲート素子間の多重反射によるものである。

以下では、FM復調特性をモデル化することにより、FM復調特性の非線形性に起因した歪特性を解析的に導出する。

FM復調特性において、低次の非線形性をべき級数（多項式）で、リップル性を周期関数（三角関数）でそれぞれ表現し、両者の和としてモデル化する[2]。具体的には、図3-4-26(a)に示すように、実測したFM復調特性から最小自乗法によって求めた1次の傾きを復調効率 $C_1$  [V/Hz]とし、この傾きと実測値と差異（図3-4-26(b)）を、べき級数（～3次）と三角関数を用いてフィッティングする。なお、図3-4-26(b)は、より正確には、各入力周波数に対する出力電圧の「微係数」に関する偏差量として定義すべきものであるが、微小領域において近似的に両者は等しいと仮定した。

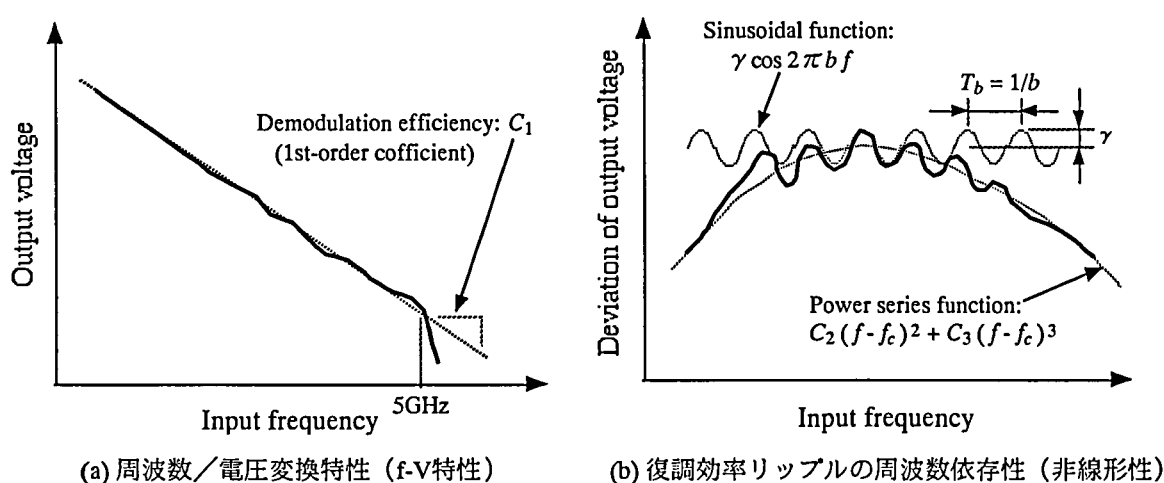


図3-4-26 FM復調特性のモデル化

本文第3.4.2節に準じて、多チャンネルFDM信号を元信号とするFM変調信号 $S(t)$ と、その瞬時周波数 $f(t)$ を、それぞれ次式(3-4-19)のように表す。

・ FM変調信号：

$$S(t) = A \cos\{2\pi f_c t + 2\pi \int_0^t \mu(t) dt\} \quad (3-4-19a)$$

・ 変調信号（ $N$ チャンネルFDM信号）：

$$\mu(t) = \sum_{i=1}^N \Delta F_i \cos 2\pi f_i t \quad (3-4-19b)$$

・ FM変調信号の瞬時周波数：

$$f(t) = f_c + \sum_{i=1}^N \Delta F_i \cos 2\pi f_i t \quad (3-4-19c)$$

ここで、 $f_c$ は、FM変調信号の搬送波周波数[Hz]、 $f_i$ は、FDM信号・第 $i$ チャンネルのキャリア周波数[Hz]、 $\Delta F_i$ は、FDM信号・第 $i$ チャンネルのキャリアに対する周波数偏移量[Hz]である。

#### (1) べき級数表現される歪特性

FM復調特性の低次の非線形成分により発生する歪量は、SCM光伝送方式で取り扱われてきた非線形歪と同様の考え方にに基づき算出可能である。即ち、2ch伝送時と多チャンネル伝送時の各相互変調歪（IMD）の大きさが等しいため、多チャンネル伝送時の複合相互変調歪量（CSO, CTB）は、2ch伝送時のIMD（IM2, IM3）を歪波数（コンポジット数）分電力加算することで求められる。

FM復調特性 $D_B(f)$ を、次式(3-4-20)のようにべき級数で表現する。なお、復調特性における1次の傾き（復調効率）、2次および3次の非線形係数を、それぞれ $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ とした。

・ FM復調特性（べき級数表現）：

$$D_B(f) = C_1 (f - f_c) + C_2 (f - f_c)^2 + C_3 (f - f_c)^3 \quad (3-4-20)$$

上式(3-4-20)に、式(3-4-19)を代入し、次式(3-4-21)を得る。

$$D_B(f) = C_1 \left( \sum_{i=1}^N \Delta F_i \cos 2\pi f_i t \right) + C_2 \left( \sum_{i=1}^N \Delta F_i \cos 2\pi f_i t \right)^2 + C_3 \left( \sum_{i=1}^N \Delta F_i \cos 2\pi f_i t \right)^3 \quad (3-4-21)$$

2ch伝送時（ $N=2$ ）の2次歪（IM2）および3次歪（IM3）は、上式(3-4-21)の第2項および第3項を展開することによって、それぞれ次式(3-4-22)のように求められる。

$$\begin{aligned} \text{第2項} &= C_2 (\Delta F_1 \cos 2\pi f_1 t + \Delta F_2 \cos 2\pi f_2 t)^2 \\ &= C_2 \{ (\Delta F_1 \cos 2\pi f_1 t)^2 + (\Delta F_2 \cos 2\pi f_2 t)^2 + 2 \Delta F_1 \Delta F_2 \cos 2\pi f_1 t \cdot \cos 2\pi f_2 t \} \end{aligned} \quad (3-4-22a)$$

$$\begin{aligned} \text{第3項} &= C_3 (\Delta F_1 \cos 2\pi f_1 t + \Delta F_2 \cos 2\pi f_2 t)^3 \\ &= C_3 \{ (\Delta F_1 \cos 2\pi f_1 t)^3 + (\Delta F_2 \cos 2\pi f_2 t)^3 \\ &\quad + 3 (\Delta F_1 \cos 2\pi f_1 t)^2 \Delta F_2 \cos 2\pi f_2 t + 3 \Delta F_1 \cos 2\pi f_1 t \cdot (\Delta F_2 \cos 2\pi f_2 t)^2 \} \end{aligned} \quad (3-4-22b)$$

上式(3-4-22a)より周波数 $f_1 \pm f_2$ に発生するIM2を、上式(3-4-22b)より $2f_1 \pm f_2$ に発生するIM3を抽出し、次式(3-4-23)のように表すことができる。

$$IM2 = \frac{1}{2} C_2^2 \Delta F_1^2 \Delta F_2^2 \quad (3-4-23a)$$

$$IM3 = \frac{9}{32} C_3^2 \Delta F_1^4 \Delta F_2^2 \quad (3-4-23b)$$

一方、復調信号レベルは、復調効率 $C_1$ から次式(3-4-24)のように与えられる。なお、復調チャンネルのキャリアに対する周波数偏移量 $\Delta F_i = \Delta F$ とした。

$$Carrier = \frac{1}{2} C_1^2 \Delta F^2 \quad (3-4-24)$$

従って、FM復調特性のべき級数成分によって発生するIM2[dBc]、IM3[dBc]は、各々次式(3-4-25)のように定義できる。

$$IM2 \text{ [dBc]} = 10 \log\left(\frac{C_2^2 \Delta F^2}{C_1^2}\right) \quad (3-4-25a)$$

$$IM3 \text{ [dBc]} = 10 \log\left(\frac{9C_3^2 \Delta F^4}{16C_1^2}\right) \quad (3-4-25b)$$

同様に、3ch伝送時における3次歪（TB）は、次式(3-4-26)、(3-4-27)のように求められる。

$$TB = \frac{9}{4} C_3^2 \Delta F_1^2 \Delta F_2^2 \Delta F_3^2 \quad (3-4-26)$$

$$TB \text{ [dBc]} = 10 \log\left(\frac{9 C_3^2 \Delta F^4}{2 C_1^2}\right) \quad (3-4-27)$$

多チャンネル（Nch）伝送時の複合相互変調歪は、IMDを各コンポジット数分電力加算したものとして与えることができる。即ち、2次および3次複合相互変調歪（CSOおよびCTB）は、上式(3-4-23)、(3-4-26)より、各々次式(3-4-28)のように定義できる。

$$CSO \text{ [dBc]} = 10 \log\left(\frac{\text{Carrier}}{N_{IM2} IM2}\right) \quad (3-4-28a)$$

$$CTB \text{ [dBc]} = 10 \log\left(\frac{\text{Carrier}}{N_{IM3} IM3 + N_{TB} TB}\right) \quad (3-4-28b)$$

ここで、 $N_{IM2}$ 、 $N_{IM3}$ 、 $N_{TB}$ は、それぞれ多チャンネル伝送時におけるIM2、IM3、TBの各コンポジット数である。

## (2) 周期関数（三角関数）表現される歪特性

FM復調特性のリプル成分によって発生する歪に関して、2ch伝送時と多チャンネル伝送時のIMDの大きさは一致しない。これは、リプルによる歪の大きさが、FMスペクトルのピーク電力に依存する性質を有し、当該ピーク電力は、チャンネル数や周波数偏移量によって変化するためである。このような場合、複合相互変調歪量を、IMDから見積もることは原理上不可能で、多チャンネル変調時のFMスペクトルから全てのIMDを算出の上、それらを電力加算することによって求める必要がある。

リプル性を有するFM復調特性 $D_C(f)$ を、次式(3-4-29)のように三角関数で表す。なお、リプル周期を $T_b$ 、リプル量（幅）を $\gamma$ とした。

・ FM復調特性（三角関数表現）：

$$D_C(f) = \gamma \cos 2\pi b f \quad (3-4-29a)$$

$$b = \frac{1}{T_b} \quad (3-4-29b)$$

上式(3-4-29)に、式(3-4-19c)（ $N=2$ ）を代入し、展開する。

$$\begin{aligned} D_C(f) &= \gamma \cos\left\{2\pi b \left(f_c + \sum_{i=1}^N \Delta F_i \cos 2\pi f_i t\right)\right\} \\ &= \gamma \cos 2\pi b f_c \cdot \cos(2\pi b \Delta F_1 \cos 2\pi f_1 t + 2\pi b \Delta F_2 \cos 2\pi f_2 t) \\ &\quad - \gamma \sin 2\pi b f_c \cdot \sin(2\pi b \Delta F_1 \cos 2\pi f_1 t + 2\pi b \Delta F_2 \cos 2\pi f_2 t) \\ &= \gamma \cos 2\pi b f_c \left\{ J_0(2\pi b \Delta F_1) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(2\pi b \Delta F_1) (-1)^n \cos 2n 2\pi f_1 t \right\} \\ &\quad \times \left\{ J_0(2\pi b \Delta F_2) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(2\pi b \Delta F_2) (-1)^n \cos 2n 2\pi f_2 t \right\} \\ &\quad - \left\{ 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(2\pi b \Delta F_1) (-1)^n \cos (2n+1) 2\pi f_1 t \right\} \\ &\quad \times \left\{ 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(2\pi b \Delta F_2) (-1)^n \cos (2n+1) 2\pi f_2 t \right\} \\ &\quad - \gamma \sin 2\pi b f_c \left\{ 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(2\pi b \Delta F_1) (-1)^n \cos (2n+1) 2\pi f_1 t \right\} \\ &\quad \times \left\{ J_0(2\pi b \Delta F_2) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(2\pi b \Delta F_2) (-1)^n \cos 2n 2\pi f_2 t \right\} \end{aligned} \quad (3-4-30a)$$

$$\begin{aligned}
& + \{J_0(2\pi b \Delta F_1) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(2\pi b \Delta F_1) (-1)^n \cos 2n 2\pi f_1 t\} \\
& \times \{2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(2\pi b \Delta F_2) (-1)^n \cos (2n+1) 2\pi f_2 t\} \quad (3-4-30b)
\end{aligned}$$

上式(3-4-30)は、歪振幅で表現されているため、当該歪量（電力）の算出に当たっては、各項の符号を無視して、次式(3-4-31)のように表わす。

$$\begin{aligned}
D_c(f_i) &= \gamma \cos 2\pi b f_c \{ \{J_0(2\pi b \Delta F_1) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(2\pi b \Delta F_1) \cos 2n 2\pi f_1 t\} \\
& \times \{J_0(2\pi b \Delta F_2) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(2\pi b \Delta F_2) \cos 2n 2\pi f_2 t\} \\
& + \{2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(2\pi b \Delta F_1) \cos (2n+1) 2\pi f_1 t\} \\
& \times \{2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(2\pi b \Delta F_2) \cos (2n+1) 2\pi f_2 t\} \} \\
& + \gamma \sin 2\pi b f_c \{ \{2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(2\pi b \Delta F_1) \cos (2n+1) 2\pi f_1 t\} \\
& \times \{J_0(2\pi b \Delta F_2) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(2\pi b \Delta F_2) \cos 2n 2\pi f_2 t\} \\
& + \{J_0(2\pi b \Delta F_1) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(2\pi b \Delta F_1) \cos 2n 2\pi f_1 t\} \\
& \times \{2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(2\pi b \Delta F_2) \cos (2n+1) 2\pi f_2 t\} \} \quad (3-4-31a)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \gamma \cos 2\pi b f_c \{ \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_{2m}(2\pi b \Delta F_1) J_{2l}(2\pi b \Delta F_2) \cos 2m 2\pi f_1 t \cdot \cos 2l 2\pi f_2 t \\
& + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_{2m+1}(2\pi b \Delta F_1) J_{2l+1}(2\pi b \Delta F_2) \cos (2m+1) 2\pi f_1 t \cdot \cos (2l+1) 2\pi f_2 t \} \\
& + \gamma \sin 2\pi b f_c \{ \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_{2m+1}(2\pi b \Delta F_1) J_{2l}(2\pi b \Delta F_2) \cos (2m+1) 2\pi f_1 t \cdot \cos 2l 2\pi f_2 t \\
& + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_{2m}(2\pi b \Delta F_1) J_{2l+1}(2\pi b \Delta F_2) \cos 2m 2\pi f_1 t \cdot \cos (2l+1) 2\pi f_2 t \} \quad (3-4-31b)
\end{aligned}$$

周波数 $f_1 \pm f_2$ に発生するIM2は、上式(3-4-31b)の第2項に  $(m, l) = (0, 0)$  および  $(-1, -1)$  を代入することにより、 $2f_1 \pm f_2$ に発生するIM3は、第4項に  $(m, l) = (1, 0)$  および  $(-1, -1)$  を代入することによって、それぞれ次式(3-4-32)または(3-4-33)のように求めることができる ( $\Delta F_i = \Delta F$ )。

$$IM2 = \frac{1}{2} \gamma^2 \cos^2 2\pi b f_c J_1(2\pi b \Delta F_1)^2 J_1(2\pi b \Delta F_2)^2 \quad (3-4-32a)$$

$$IM3 = \frac{1}{2} \gamma^2 \sin^2 2\pi b f_c J_2(2\pi b \Delta F_1)^2 J_1(2\pi b \Delta F_2)^2 \quad (3-4-32b)$$

$$IM2 \text{ [dBc]} = 10 \log \left\{ \frac{\gamma^2 \cos^2 2\pi b f_c J_1(2\pi b \Delta F)^4}{C_1^2 \Delta F^2} \right\} \quad (3-4-33a)$$

$$IM3 \text{ [dBc]} = 10 \log \left\{ \frac{\gamma^2 \sin^2 2\pi b f_c J_2(2\pi b \Delta F)^2 J_1(2\pi b \Delta F)^2}{C_1^2 \Delta F^2} \right\} \quad (3-4-33b)$$

多チャンネル (Nch) 伝送の場合に一般化するため、 $i=N$ の条件で上式(3-4-30)を展開する。

$$\begin{aligned}
D_c(f) &= \gamma \cos 2\pi b f_c \sum_{n_1=-\infty}^{\infty} \sum_{n_2=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{n_N=-\infty}^{\infty} J_{n_1}(2\pi b \Delta F_1) J_{n_2}(2\pi b \Delta F_2) \cdots J_{n_N}(2\pi b \Delta F_N) \\
& \times \cos n_1 2\pi f_1 t \cdot \cos n_2 2\pi f_2 t \cdots \cos n_N 2\pi f_N t \\
& \quad (n_1+n_2+\cdots+n_N = \text{even}) \quad (3-4-34a) \\
& + \gamma \sin 2\pi b f_c \sum_{n_1=-\infty}^{\infty} \sum_{n_2=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{n_N=-\infty}^{\infty} J_{n_1}(2\pi b \Delta F_1) J_{n_2}(2\pi b \Delta F_2) \cdots J_{n_N}(2\pi b \Delta F_N) \\
& \times \cos n_1 2\pi f_1 t \cdot \cos n_2 2\pi f_2 t \cdots \cos n_N 2\pi f_N t \\
& \quad (n_1+n_2+\cdots+n_N = \text{odd}) \quad (3-4-34b)
\end{aligned}$$

上式において、第1項(3-4-34a)が偶数次の歪を、第2項(3-4-34b)が奇数次の歪をそれぞれ表している。従って、周波数 $f_1 \pm f_2$ に発生するIM2は、式(3-4-34a)において  $(n_1, n_2) = (1, 1)$  および  $(-1, -1)$ 、 $n_3=n_4=\cdots=n_N=0$ を代入することにより、また、 $2f_1 \pm f_2$ に発生するIM3は、式(3-4-34b)において  $(n_1, n_2) = (2, 1)$  および  $(-2, -1)$ 、 $n_3=n_4=\cdots=n_N=0$ を代入することによって、それぞれ次式(3-4-35)または(3-4-36)のように求められる

$$(\Delta F_i = \Delta F) .$$

$$IM2 = \frac{1}{2} \gamma^2 \cos^2 2\pi b f_c J_1(2\pi b \Delta F_1)^2 J_1(2\pi b \Delta F_2)^2 J_0(2\pi b \Delta F)^{2(N-2)} \quad (3-4-35a)$$

$$IM3 = \frac{1}{2} \gamma^2 \sin^2 2\pi b f_c J_2(2\pi b \Delta F_1)^2 J_1(2\pi b \Delta F_2)^2 J_0(2\pi b \Delta F)^{2(N-2)} \quad (3-4-35b)$$

$$IM2 \text{ [dBc]} = 10 \log \left\{ \frac{\gamma^2 \cos^2 2\pi b f_c J_1(2\pi b \Delta F)^4 J_0(2\pi b \Delta F)^{2(N-2)}}{C_1^2 \Delta F^2} \right\} \quad (3-4-36a)$$

$$IM3 \text{ [dBc]} = 10 \log \left\{ \frac{\gamma^2 \sin^2 2\pi b f_c J_2(2\pi b \Delta F)^2 J_1(2\pi b \Delta F)^2 J_0(2\pi b \Delta F)^{2(N-2)}}{C_1^2 \Delta F^2} \right\} \quad (3-4-36b)$$

### 3.4.6.2 識別レベル偏差歪

本文図3-4-7のFM復調器は、入力信号を識別することによって、当該振幅変動に関わりなく、復調効率を一定に保つことができるが、一方で、識別レベル $V_{th}$ に依存して直線歪：“識別レベル偏差歪”が発生する場合がある[3]。以下では、識別レベル偏差歪の発生原理を検討すると共に、当該歪を抑圧する観点から最適識別条件を明らかにする。

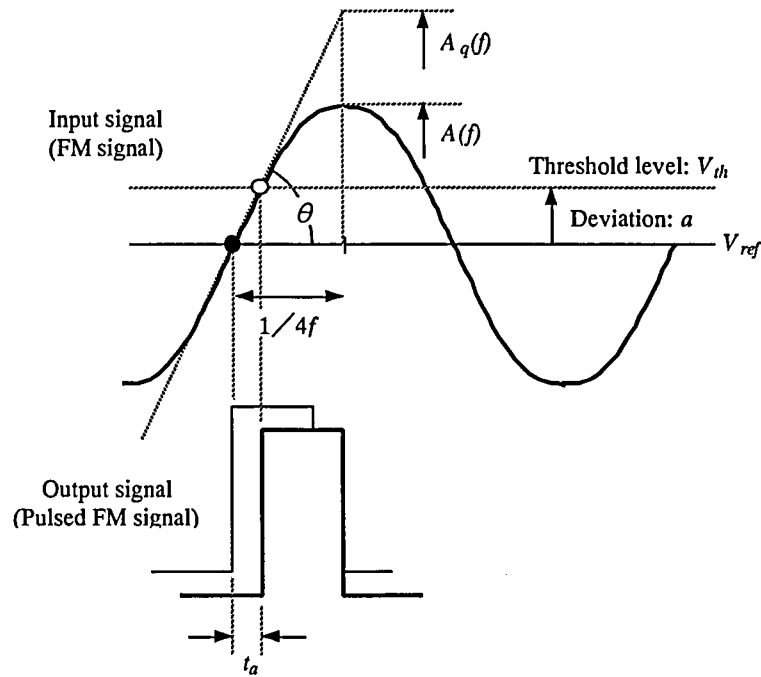


図3-4-27 識別レベル偏差歪 発生原理

図3-4-27に、FM復調器の識別動作を模式的に示す。なお、FM復調器に入力するFM変調信号の瞬時波形を正弦波として表現した。本図から分かるように、最適識別条件（波形中心） $V_{ref}$ に対して、実際の識別レベル $V_{th}$ が偏差 $a$ を有すると、FM復調器から出力されるパルスの発生位置（発生時間）は、本来の位置から次式(3-4-37)で表す量 $t_a$ だけ移動する。

$$t_a = a \frac{1}{4A_q(f)} \frac{1}{f} \quad (3-4-37a)$$

$$\cong a \frac{1}{4A(f)} \frac{1}{f} \quad (3-4-37b)$$

ここで、 $f$ は、入力信号の瞬時周波数、 $A$ は同瞬時振幅である。なお、 $t_d$ の算出を簡単化するため、図3-4-27に示すように、入力信号波形（正弦波）の識別点における傾きを外挿して得られる擬似的な振幅 $A_q$ を定義した。上式(3-4-37)から明らかなように、パルスの発生時間偏差 $t_d$ は、入力信号の瞬時周波数 $f$ に依存して一定ではない。このため、FM変調信号のように周波数が変動する信号を入力した場合は、その瞬時周波数に応じて $t_d$ も変化し、FM変調信号に対する群遅延偏差と同様の効果により、直線歪を発生させることが分かる。

ところで、半導体レーザの直接光変調信号を光ヘテロダイン検波して生成したFM変調信号は、周波数変化と共に振幅変動（本文第3.3.2節で説明した”残留AM成分”に相当）を伴う。即ち、上式(3-4-37)における入力信号振幅 $A$  ( $A_q$ ) は、当該瞬時周波数 $f$ の変動と共に変化し、近似的に次式(3-4-38)のように表される。

$$A_q(f) = A_q(f_c) \pm \alpha(f - f_c) \quad (3-4-38)$$

但し、 $A_q(f_c) \equiv A_c > 0$ ,  $\alpha > 0$

ここで、 $\alpha$ は、FM変調信号の周波数変化に対する振幅変化の割合で、”+ $\alpha$ ”は、FM変調信号の瞬時周波数の上昇と共に瞬時振幅が増大、”- $\alpha$ ”では、減衰する性質をそれぞれ意味している。いずれの性質を有するかは、FMレーザとして用いる半導体レーザの特性と、FMレーザと局発光源の相対的な波長配置に依存し、例えば、FMレーザを局発光源の高周波側（短波長側）に配置した場合、FMレーザが、当該光強度の増大と共に瞬時光周波数が上昇する性質（ブルーチャープ性）を有する場合は”+ $\alpha$ ”，瞬時周波数が低下する性質（レッドチャープ性）を有する場合には”- $\alpha$ ”となる。

FM変調信号の瞬時周波数 $f$ を、当該搬送波周波数 $f_c$ を基準とした周波数偏差 $\Delta f$ を用いて、

$$f = f_c \pm \Delta f \quad (3-4-39)$$

と表現すると、 $f$ が $f_c$ に一致した場合を基準としたパルス発生時間偏差 $\Delta t$ （高周波偏移時： $f = f_c + \Delta f$ ）は、上式(3-4-37a)を用いて、光強度変調成分に対する光周波数変調成分の極性： $\pm \alpha$ に対し、次式(3-4-40)で表すことができる。

$$\Delta t = \frac{a}{4} \frac{-\Delta f A_c \mp \alpha \Delta f (f_c + \Delta f)}{f_c (f_c + \Delta f) A_c (A_c \pm \alpha \Delta f)} \quad (3-4-40a)$$

$$\cong -\frac{a}{4f_c^2 A_c^2} (\pm \alpha \Delta f^2 \pm \alpha f_c \Delta f + A_c \Delta f) \quad (3-4-40b)$$

上述したように、上式(3-4-40)は、 $\Delta t$ が、周波数偏差 $\Delta f$ に依存する性質、即ち直線歪の特性を示し、 $\Delta f$ に関する1次項および2次項の係数が、それぞれ2次歪および3次歪の大きさを表している。

さらに、識別レベル偏差歪を抑圧する観点から、FM復調器の識別条件を簡単に検討する。即ち、FM変調信号の瞬時周波数 $f$ が、高周波側（ $f_c + \Delta f$ ）および低周波側（ $f_c - \Delta f$ ）に偏移した時の各パルス発生時間 $t_{c+}$ ,  $t_{c-}$ を、式(3-4-37b)に基づいてそれぞれ次式(3-4-41)で表現すると、

$$t_{c+} = \frac{a}{4} \frac{1}{(f_c + \Delta f) (A_c \pm \alpha \Delta f)} \quad (3-4-41a)$$

$$t_{c-} = \frac{a}{4} \frac{1}{(f_c - \Delta f) (A_c \mp \alpha \Delta f)} \quad (3-4-41b)$$

両者が常に一致（ $t_{c+} \equiv t_{c-}$ ）する条件において、直線歪は発生しないと考えられる。当該条件は、上式(3-4-41)を用いて、次式(3-4-42)で表現できる。

$$\alpha = \mp \frac{A_c}{f_c} \quad (3-4-42)$$

実際には、 $\alpha > 0$ ,  $A_c > 0$ ,  $f_c > 0$ であるため、上式(3-4-42)は、

$$\alpha = +\frac{A_c}{f_c} \quad (3-4-43)$$

の場合に限り成立する。即ち、FM変調信号の瞬时周波数と瞬时振幅が、互いに逆相で変化する性質

( $A_q(f) = A_q(f_c) - \alpha(f - f_c)$ ) を有していれば、上式(3-4-43)を満たすように、FM変調信号の搬送波周波数 $f_c$ 、平均振幅（瞬时周波数 $f$ が $f_c$ となる時の瞬时振幅） $A_c$ を調整することにより、識別レベル偏差歪を抑圧できることが分かる。なお、本条件は、識別レベル $V_{th}$ には依存しない。

### 3.4.6.3 評価

本文第3.4.1節で述べたように、本方式は複数の歪要因を有し、それらの相互作用によって全体の歪特性は複雑な振舞いを示す。特に、FM変調器（FMレーザ）とFM復調器は、共に非直線歪を発生し、それらの位相条件次第で容易に相殺し合う可能性があることから、当該特性を把握することが難しい。そこで、FMレーザとFM復調器の歪特性を明らかにするため、各歪量を個別に抽出／評価する手法を新たに提案すると共に、その結果について考察する。

#### (1) 歪評価手法[4]

図3-4-28に、FMレーザとFM復調器の個別歪評価手法の構成を示す。FM変調器とFM復調器を直結する構成により、伝送路特性の影響（群遅延歪等）を排除し、またFM復調器の識別レベルを最適化することで識別レベル偏差歪を抑圧して、FMレーザとFM復調器の非直線歪成分のみを測定する。FMレーザ（FM-LD#1）を多チャンネルFDMキャリア（多チャンネル信号源：MSG、および第1の信号源：SG#1からの各出力信号の多重信号）で直接変調する一方で、局発光源に代えて、新たな半導体レーザ（第2のFMレーザ：FM-LD#2）を備え、これを1chのキャリア（第2の信号源：SG#2からの出力信号）で直接変調する。このような構成において、第1のFMレーザと第2のFMレーザにそれぞれ入力するキャリア間で生じる歪成分によって、FM復調器の個別歪特性を評価することができる。また、このFM復調器の個別歪成分を補償するように、FM復調器後段に設置した後置歪補償回路を調整すれば、第1のFMレーザに入力する多チャンネルFDMキャリア相互間で生じる歪成分により、FMレーザの個別歪特性を抽出できる。以下に、評価手順をさらに詳細に説明する。

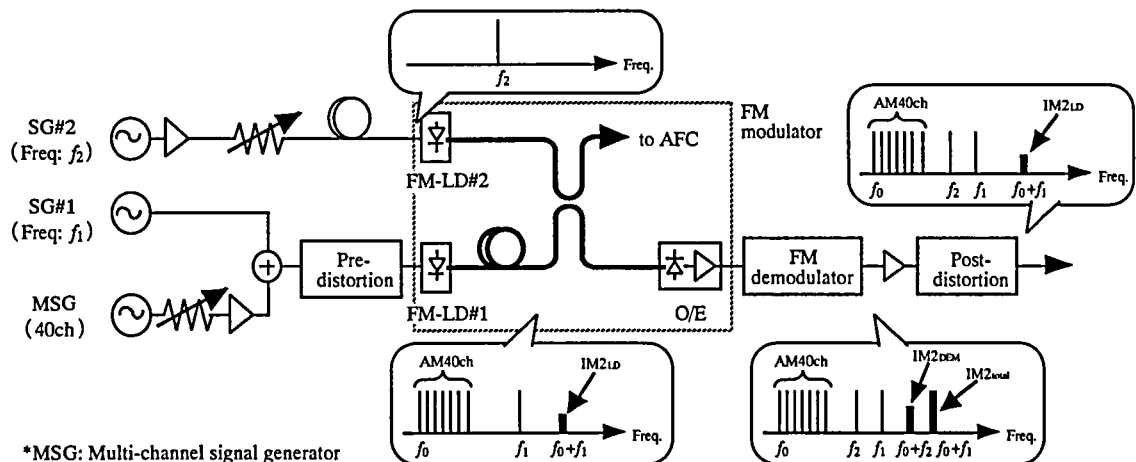


図3-4-28 FM変調器（FMレーザ）とFM復調器の個別歪評価手法 構成

#### (a) FM復調器の歪評価

第1のFMレーザ（FM-LD#1）に、多チャンネル信号源（MSG）からの40キャリアと第1の信号源（SG#1）からの1キャリアを合波して入力し、第2のFMレーザ（FM-LD#2）には第2の信号源（SG#2）からの1キャリア

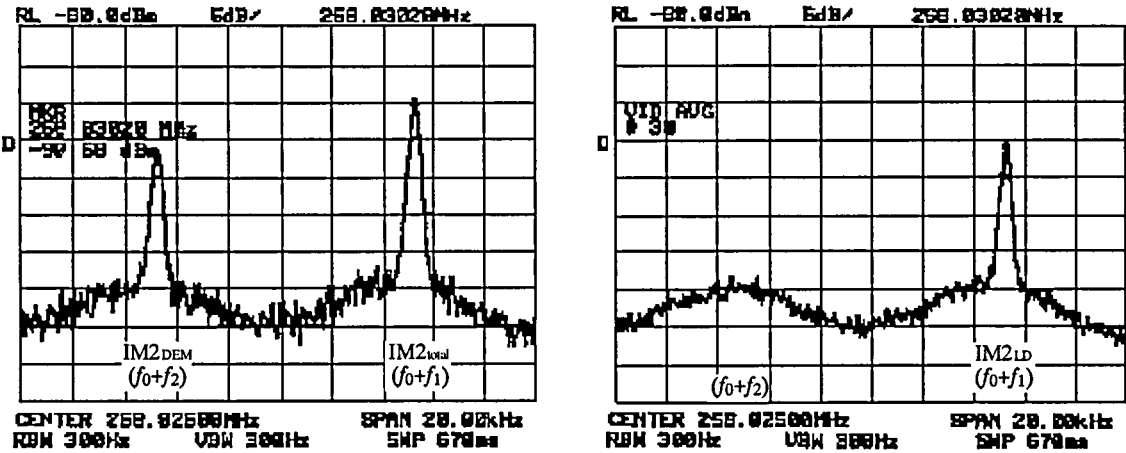


アを入力し、それぞれ直接変調する。両レーザからの光信号を光ヘテロダイン検波して生成したFM変調信号を、FM復調器に入力して復調し、MSGとSG#2からの各キャリア間で生じる歪成分をスペクトルアナライザで観測、測定する。この歪成分は、異なるFMレーザに入力したキャリア間で生じる歪であるため、FMレーザの非線形性の影響を受けることなく、FM復調器の非線形性のみに起因する歪を表す。例えば、表3-4-6に示す周波数設定条件において、MSGからのキャリア（第1ch： $f_s=91.25\text{MHz}$ ）とSG#2からのキャリア（ $f_2=349.27\text{MHz}$ ）との間で発生するIM2（ $f_2-f_s=258.02\text{MHz}$ ）により、FM復調器の個別2次歪特性を測定できる。同様に、MSGとSG#2（ $f_2=349.46\text{MHz}$ ）から出力されるキャリア間のCTB（ $355.46\text{MHz}$ ，コンボジット数：34）により、FM復調器の個別3次歪特性を抽出できる。

図3-4-29(a)に、本手法による歪成分の観測例を示す。図中左側のスペクトルが、FM復調器の個別2次歪成分を表している。

表3-4-6 歪評価用周波数設定

項目			条件
変調周波数	多チャンネル信号源（MSG）（ $f_s$ ）		91.25～373.25 MHz （6 MHz間隔，米国CATV配置）
	2次歪（IM2） 評価	SG#1（ $f_1$ ）	349.28 MHz
		SG#2（ $f_2$ ）	349.27 MHz
	3次歪（CTB） 評価	SG#1（ $f_1$ ）	349.48 MHz
		SG#2（ $f_2$ ）	349.46 MHz
歪測定周波数	2次歪（IM2） 評価	総合歪（FMレーザ+FM復調器）	258.03 MHz
		FM復調器歪	258.02 MHz
	3次歪（CTB） 評価	総合歪（FMレーザ+FM復調器）	355.48 MHz
		FM復調器歪	355.46 MHz



(a) FM復調器歪（左）と総合歪（右） (b) FMレーザ歪（右側スペクトル）

図3-4-29 歪スペクトルの観測例（2次歪）

## (b) FM変調器 (FMレーザ) の歪評価

(a)と同様に、FM復調器の出力信号をスペクトルアナライザで観測し、MSGとSG#1からのキャリア間で生じる歪 (図3-4-29(a)右側スペクトル) と、MSGとSG#2からのキャリア間で生じる歪 (同左側スペクトル) をそれぞれ測定する。上述のように、後者は、FM復調器の個別歪成分を表すのに対して、前者は、同一のFMレーザ (FM-LD#1) に入力したキャリア間で生じる歪であるため、FMレーザとFM復調器の両非線形性による総合歪を表す。次に、FM復調器後段に設けた後置歪補償回路を用いて、FM復調器の個別歪成分を相殺するように調整すれば、その際残留する右側の歪スペクトルは、FMレーザの個別歪成分となる。例えば、表3-4-6の周波数設定条件で、MSGからのキャリアとSG#1からのキャリア ( $f_1=349.28\text{MHz}$ ) の間で発生するIM2 ( $f_1-f_2=258.03\text{MHz}$ ) は、FMレーザとFM復調器の総合2次歪特性を表すと共に、後置歪補償回路によりFM復調器の個別歪成分を補償すれば、FMレーザの個別2次歪特性を表す。同様に、MSGとSG#1 ( $f_1=349.48\text{MHz}$ ) からの出力キャリア間のCTB (355.48MHz) に後置歪補償を施すことによって、FMレーザの個別3次歪特性を測定できる。

図3-4-29(b)に、後置歪補償時の歪の観測例を示す。図中右側のスペクトルが、FMレーザの個別2次歪成分を表し、これによりFMレーザの評価、選別が可能である。

## (2) FM復調器の直線歪特性[3]

本歪評価手法を応用すれば、FM復調器における直線歪 (識別レベル偏差歪) の発生を実験的に検証することができる。図3-4-30に、FM復調器の個別歪量の識別レベル依存性の測定結果を示す。IM2、CTB共に、識別レベル $V_{th}$ に依存して大きく変化し、かつ歪量を最小とする最適条件が存在することから、FM復調器における過剰な歪成分の発生が確認できる。なお、歪量から見た最適識別条件は $V_{th}=-0.57\sim-0.58\text{V}$ であった。

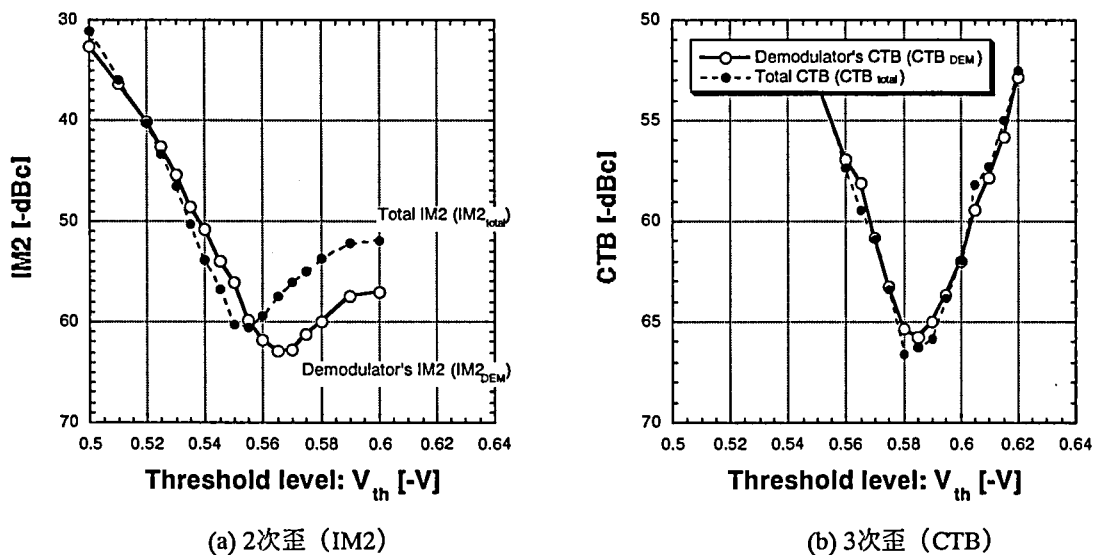


図3-4-30 FM復調器歪 (および総合歪) の識別レベル依存性

さらに、後置歪補償回路を利用すれば、識別レベル $V_{th}$ に依存したFM復調器の過剰歪成分の位相状態を抽出し、その性質を調べることが可能である。図3-4-31に、後置歪補償回路の構成を模式的に示す。本回路は、ダイオードの非線形性を利用したもので、入力信号を2分岐し、一方をキャリア成分としてそのまま透過し、他方をダイオードで構成した歪発生部に入力して補償用歪成分を生成した後、両者を逆相で合波し、出力する。キャリア透過経路に設けた可変遅延線の遅延量 $\psi$ を変化させることにより、補償用歪成分の位相 (キャリア成分に対する相対位相) を調整し、歪発生経路に挿入した可変減衰器で当該レベルを調整する。両パラメータを、補償対象となる歪 (FM復調器歪) に一致するように (補償するように) 設定すれば、当該遅延量 $\psi$ から、歪の位相状態 $\psi'$ を間接的に抽出することが可能となる ( $\psi'=-\psi$ )。これにより、FM復調器

歪の非直線歪性／直線歪性を評価することができる。

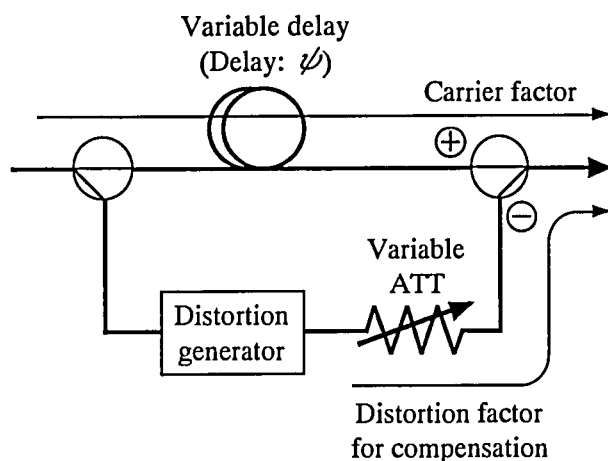


図3-4-31 歪補償回路 構成

図3-4-32に、FM復調器の個別歪成分（図3-4-29(a)左側スペクトル）に対し歪補償回路を適用した場合の遅延量設定値 $\psi$ について、識別レベル $V_{th}$ をパラメータとした歪周波数依存性を示す。本図から、歪最小条件（ $V_{th} \sim -0.58V$ ）近傍では、歪補償回路は、同一遅延量（歪位相）設定のまま、広帯域に亘ってFM復調器歪に対し有効な状態を保持できることが分かる。これは、FM復調器歪が、歪補償回路で生成する補償用歪成分と同様の位相状態（非直線歪性）を有することを意味している。一方、 $V_{th}$ を上昇させ、歪最小条件から隔たると、歪周波数に応じて、歪補償回路の遅延量設定を逐次変化させる必要がある。これは、FM復調器歪が、補償用歪成分と異なる性質、即ち直線歪性を有するためと考えることができる。

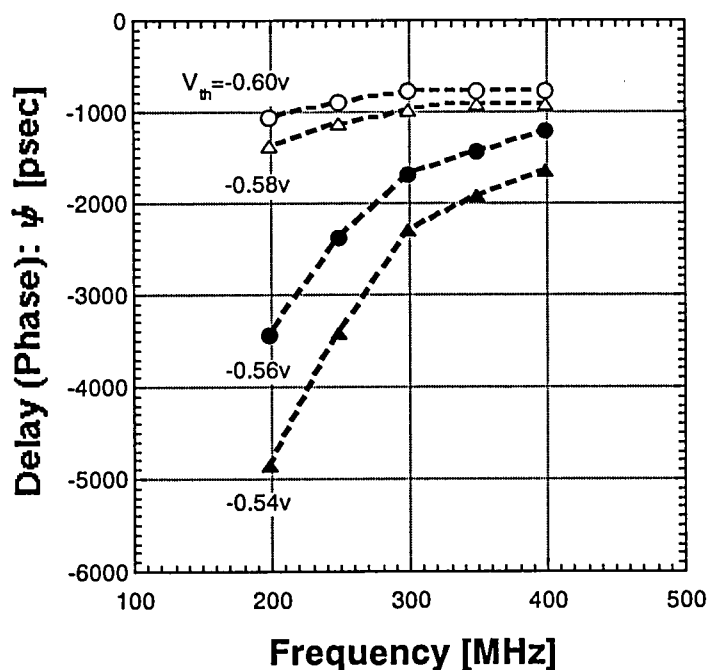


図3-4-32 FM復調器歪の非直線歪性／直線歪性（歪位相の周波数依存性）

以上の結果から、FM復調器は、当該識別条件に依存して、過剰な直線歪成分（識別レベル偏差歪）を発生するが、識別レベルを最適設定することで、これをほぼ理想的に抑圧できることが分かる。

### (3) FM復調器の非直線歪特性[2]

上述のように、FM復調器の直線歪成分は、識別レベルの最適化により抑圧できるが、FM復調特性の非線形性に起因した非直線歪は、構成デバイスの性質に依存して容易に改善することが難しく、FM復調器歪の事実上の支配要因となる。このため、FM復調器の非直線歪特性を明らかにしておく必要がある。

図3-4-28に示した評価系を用いて、FM復調器の非直線歪成分を抽出、評価した。具体的には、第1および第2の信号源（SG#1, SG#2）からの各出力キャリア（周波数： $f_1, f_2$ ）に対する周波数偏移量を一定（99MHz/ch）とし、多チャンネル信号源（MSG）からの40キャリアの周波数偏移量 $\Delta F_s$ をパラメータとして、FM搬送波周波数 $f_c$ に対するFM復調器歪量（IM2, IM3）の依存特性を測定した。なお、識別レベル $V_{th}$ を最適調整し（ $V_{th}=0.60V$ ），識別レベル偏差歪を充分抑圧した。

図3-4-33に、FM復調器の非直線歪量のFM搬送波周波数依存性の測定結果を示す。本図において、IM2, IM3共に、多チャンネルFDMキャリアの周波数偏移量 $\Delta F_s$ が小さい場合は、FM搬送波周波数 $f_c$ に依存した周期的変動が顕著で、IM2：約-30~-60dBc, IM3：約-40~-70dBcの間で激しく増減する。一方で、 $\Delta F_s$ を上昇させると当該周期性が抑圧されると共に、歪レベルが改善される（IM2=-60~-70dBc, IM3=-85~-90dBc）という特有の傾向を示すことが分かる。

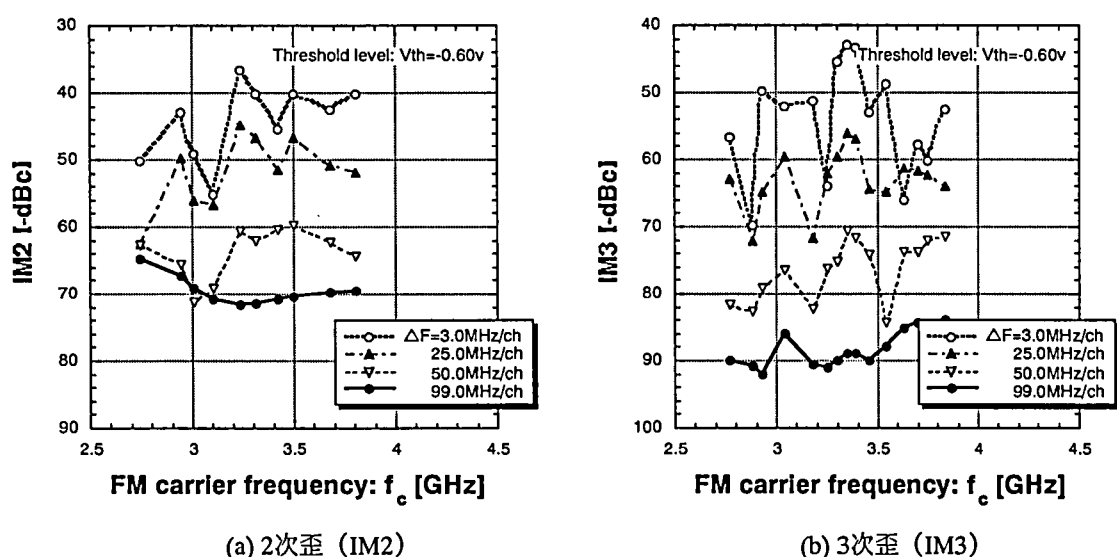


図3-4-33 FM復調器の非直線歪特性（FM搬送波周波数依存性） 測定結果

次に、第3.4.6.1節に示したFM復調特性モデルに基づき、本測定結果（図3-4-33）を理論的に検証する。図3-4-34に、FM復調特性の実測データとして、(a)周波数／電圧変換特性（ $f$ - $V$ 特性）と、(b)同 $f$ - $V$ 特性の1次傾きからの偏差量として求めた復調効率リップルの周波数依存性を示す。さらに、本データから、前述の式(3-4-20)におけるべき級数展開係数（ $C_1, C_2, C_3$ ），および式(3-4-29)における周期関数パラメータ（ $T_b, \gamma$ ）を抽出して、表3-4-7に示す。これらの各パラメータを、式(3-4-25)および(3-4-36)に代入することによって、FM復調器の非直線歪（IM2, IM3）の理論値を導出できる。

図3-4-35に、FM復調器の非直線歪特性の理論値を示す。図3-4-33と同様に、多チャンネルFDMキャリアの周波数偏移量 $\Delta F_s$ をパラメータとして、FM搬送波周波数 $f_c$ に対する依存性を示した。本図において、FM復調器の非直線歪特性は、 $\Delta F_s$ が小さい状態では $f_c$ に依存した周期性を顕著に示し、 $\Delta F_s$ の上昇に伴い当該周期性が抑圧されると共に、歪レベルが改善されるという、測定結果に見られる特徴を良く表している。このような現象は、FM復調特性モデルに基づく歪理論式(3-4-32)を参照することで説明できる。即ち、 $\Delta F_s$ の上昇に伴って、広帯域FM信号の周波数スペクトルが広がると共に、当該スペクトルのピークレベル（式(3-4-32)中のベッセル関数の項）が小さくなるため、FM復調特性のリップル性による歪成分が減衰し、より低次の非線

形性による歪が支配的になると考えられる。また，AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド光伝送における周波数偏移量条件（～90MHz/ch：本文第3.3.4節参照）において，歪理論値は測定値を良く説明し，FM復調器の歪特性として，IM2～-70dBc，IM3～-90dBcの性能を有することが分かる。

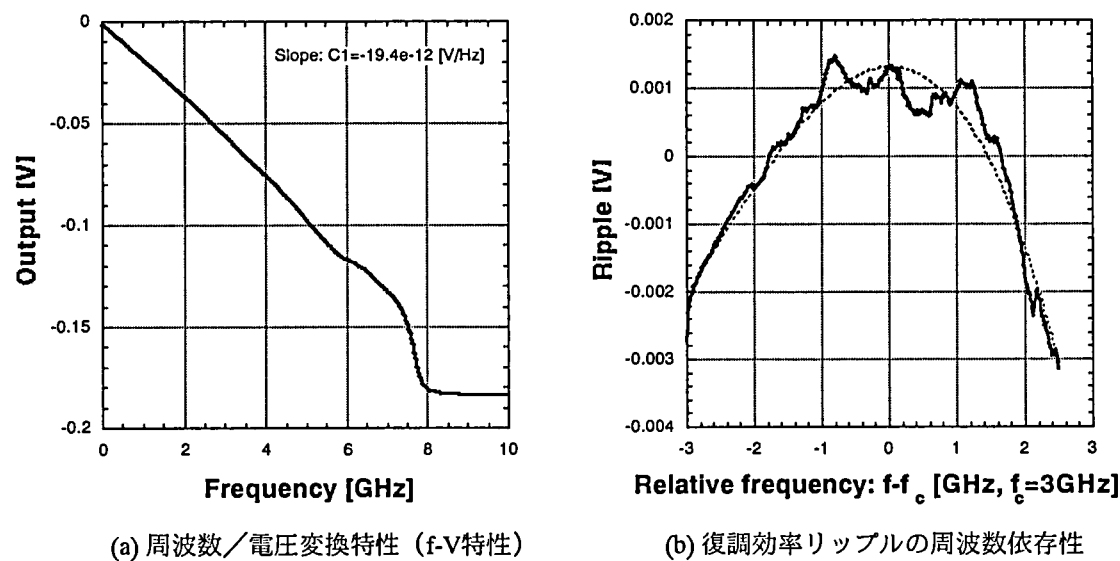


図3-4-34 FM復調特性 測定結果

表3-4-7 FM復調特性のモデル化パラメータ

		数値
FM復調効率 (V/Hz)	$C_1$ (1次)	-19.4e-12
べき級数表現 (1.5～5GHz)	$C_2$ (2次)	-0.00038533
	$C_3$ (3次)	-0.00016673
周期関数表現 (FM搬送波周波数 $f_c=3\text{GHz}$ 近傍)	$\gamma$	0.3 mV
	$T_b$	600 MHz

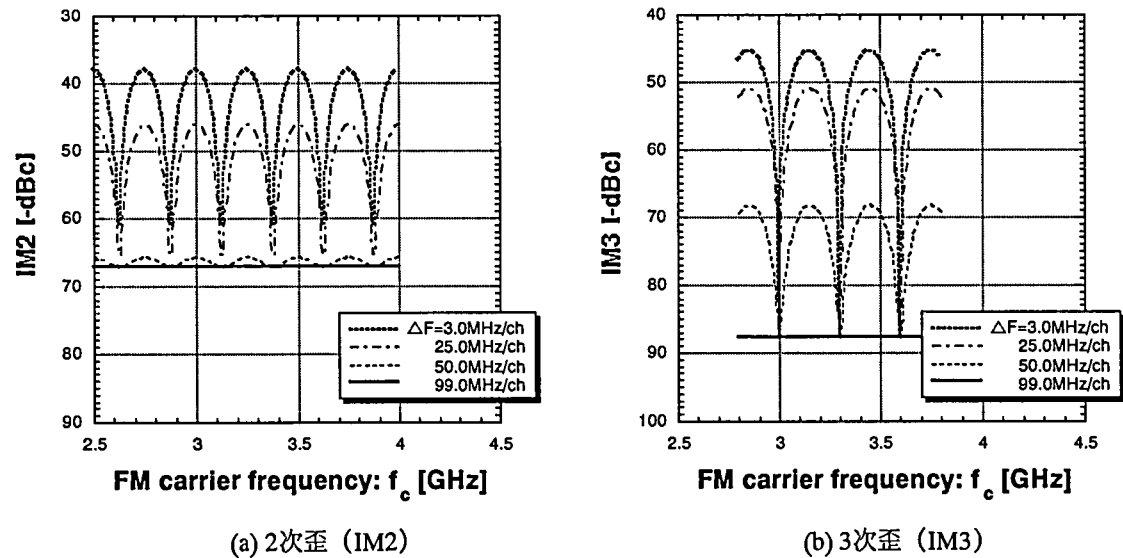


図3-4-35 FM復調器の非直線歪特性（FM搬送波周波数依存性） 理論値

以上の結果から、FM復調器の非直線歪特性に関して、べき級数と周期関数の和として表現したFM復調特性モデルの妥当性と、歪評価手法（図3-4-28）の有効性が分かる。特に、周波数偏移量の大きい条件では、FM復調特性が有する細かなリップル性の影響を受けることなく、精度の高い評価が可能である。

#### (4) FM変調器（FMレーザ）の歪特性[4]

本文第3.4.1節に述べたように、半導体レーザの光周波数変調特性は、光強度変調特性と同等の非線形性を有すると考えられている。即ち、光強度変調特性における $n$ 次歪の大きさが、変調電流振幅に対して $n$ 次の依存性を示すのと同様に、当該光周波数変調効果を利用した本方式でも、FMレーザの $n$ 次歪特性は、周波数偏移量（変調電流振幅に対応）の上昇に対して $n$ 次の増加特性を有するものと推察できる。

図3-4-36に、図3-4-28の評価系を用いて抽出した、FMレーザの2次歪（IM2）の周波数偏移量依存性の測定結果を示す。本図において、IM2は、ほぼ全域に亘り、周波数偏移量に対して2次の依存性を示し、上述の考え方に妥当性を与えると共に、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド光伝送の周波数偏移量条件（～90MHz/ch）において約-60dBcの歪性能を有することが分かる。なお、周波数偏移量が極端に大きい条件および小さい条件における2次依存性からの測定値のズレは、評価系の不完全性（高次歪の増大、評価系固有の雑音レベルによる測定限界）によるものである。また、3次歪特性については、図3-4-30(b)に示した測定結果を参照して分かるように、FM復調器の個別歪と総合歪の大きさに殆ど差異がないことから、FM復調器歪に対して充分小さいレベル（IM3≪-80dBc）と考えられる。

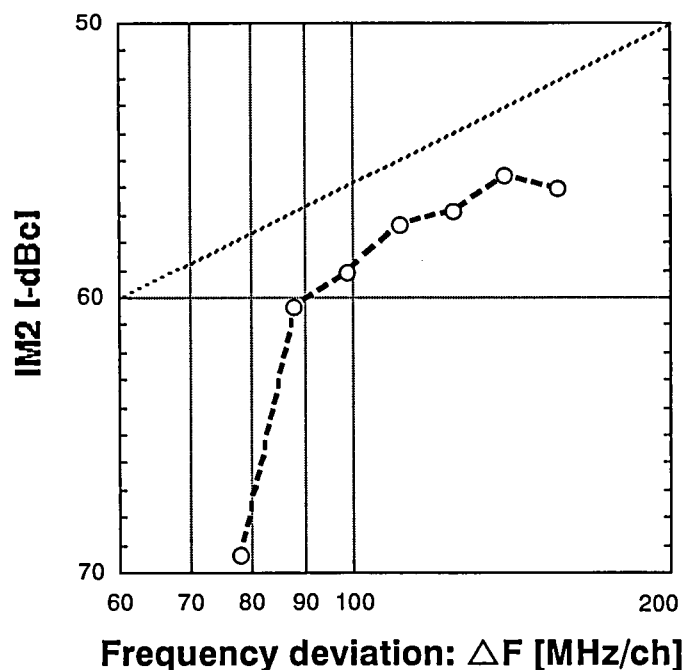


図3-4-36 FMレーザ歪（IM2）の周波数偏移量依存性 測定結果

FMレーザ歪の性質（非直線歪性／直線歪性）を明らかにするため、図3-4-32と同様に、FMレーザ前段に歪補償回路を挿入し、FMレーザの歪成分を補償することによって、当該歪の位相状態を評価した。図3-4-37に、IM2位相（歪補償時の遅延量設定値 $\psi$ ）の歪周波数依存性を示す。本図において、歪周波数に対して当該位相の依存性は殆ど見られず、FMレーザ歪が非直線歪であることが分かる。

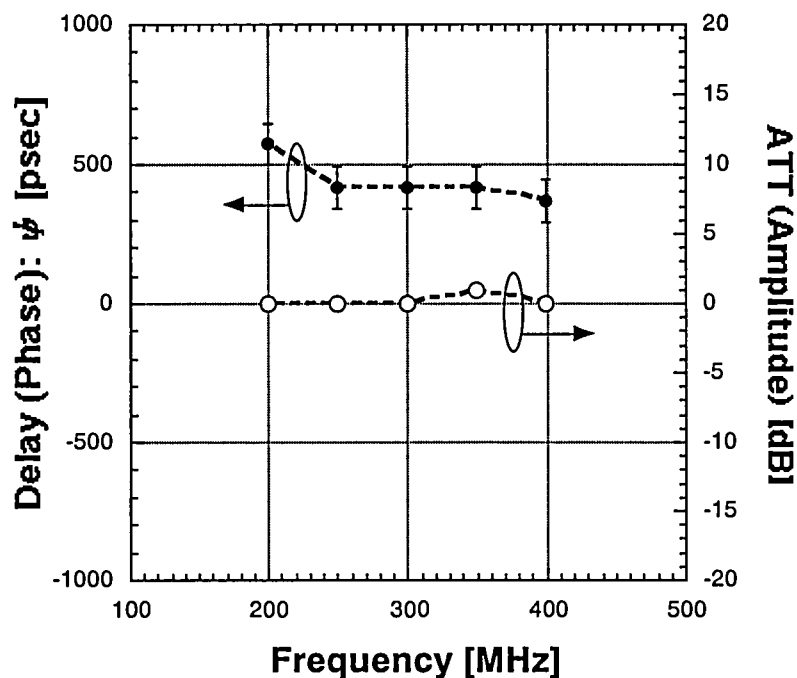


図3-4-37 FMレーザ歪 (IM2) の非直線歪性／直線歪性（歪位相の周波数依存性）

#### 3.4.6.4 考察

以上のように，FM変調器（FMレーザ）およびFM復調器の歪特性は，共に非直線歪成分が支配的であるため，位相条件次第で互いに相殺し合う可能性が高い．そこで，FM変調器とFM復調器とを組み合わせた総歪量を測定し，前節までの検討結果との比較により，FM一括変換型光伝送方式の非直線歪特性を明らかにする．

FM変調器とFM復調器を直結した構成において，AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド信号変復調時における総歪性能として複合相互変調歪（CSO，CTB）を測定した．なお，FM復調器の識別レベルを最適化し，当該非直線歪成分のみを抽出した．

表3-4-8 総非直線歪量と個別歪量の比較

	総歪測定値 (複合相互変調歪)	個別歪測定値 (相互変調歪)	コンボジット数	複合相互変調歪 見積もり値
2次歪	CSO <sub>AM-AM</sub> : -66.14 dBc	IM2	13	CSO
		FM変調器 : -70 dBc FM復調器 : -60 dBc		FM変調器 : -58.9 dBc FM復調器 : -48.9 dBc
	CSO <sub>AM-QAM</sub> : -71.98 dBc	—	—	—
3次歪	CTB : -66.50 dBc	IM3	551	CTB
		FM変調器 : negligible FM復調器 : -90 dBc		FM変調器 : — FM復調器 : -64.2 dBc

表3-4-8に，測定結果を示す．表中には，FM変調器およびFM復調器の個別歪特性として，相互変調歪（IM2，IM3）の測定値と，当該歪量とAM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド信号の各コンボジット数に

よって見積もられる複合相互変調歪量を併記する。本表から分かるように、2次歪（CSO）特性に関して、総歪測定値は、個別歪測定値からの見積もりよりはるかに良好な性能を示し、FM変調器とFM復調器の間で歪相殺が生じていることが分かる。一方、3次歪（CTB）特性については、前述のようにFM復調器の性能が支配的であることから、FM変調器との相殺現象は発生せず、FM復調器の個別歪から見積もった複合相互変調歪値のみにより、総歪測定値を良く説明できる。以上の結果により、本方式における非直線歪特性を明らかにすることができた。





## 附録2 (第3章 FM一括変換型光伝送方式 3.4 歪特性)

### 3.4.7 光ファイバ伝送特性

FM一括変換型光伝送方式では、伝送用直接変調光源として1.55 $\mu\text{m}$ 帯DFBレーザを使用し、光送信器内に分散補償ファイバ（DCF）を備えて、1.3 $\mu\text{m}$ 帯シングルモードファイバ（SMF）伝送における波長分散の影響の低減を図っている。しかし、PDS型の光アクセスシステムでは、1つの光送信器に対して複数の光受信器が接続されて当該光伝送距離がそれぞれ異なるため、全ての光伝送路に対して理想的な分散補償を施すことは、システムの経済性の面で現実的ではない。従って、波長分散が伝送信号品質に及ぼす影響を把握し、所要品質から見た必要十分な分散補償距離を明らかにしておく必要がある。

本節では、本方式の光ファイバ伝送特性として、波長分散による広帯域FM信号の高調波発生と、これに伴うFM復調信号の歪劣化現象に関する理論的・実験的検討を行い、この結果に基づいて、光ファイバ伝送路に対する分散補償条件を明らかにする。

#### 3.4.7.1 波長分散理論

光ファイバの波長分散特性は、光波長（光周波数）に依存して伝搬遅延時間が異なる性質であり、FM伝送における群遅延特性に準えて検討できる。以下に、従来の群遅延理論と、新たに光強度変調成分の効果を考慮した拡張型の波長分散理論を用いて、広帯域FM信号を光ファイバ伝送した際の波長分散特性に起因した高調波成分を導出する。

##### (1) 従来の波長分散理論（群遅延理論）

###### (a) 準定常理論[5]

本文第3.4.2.1節に説明したように、準定常理論とは、伝送路の伝達関数をべき級数や周期関数で近似表現し、これを伝搬したFM変調信号の各周波数成分を展開することによって、歪成分を算出する手法である。

光ファイバを伝送する光信号（光周波数変調信号） $S_0$ と当該瞬時角周波数 $\Omega(t)$ を、次式(3-4-44)および(3-4-45)で表現する。

$$S_0 = A \cos\{\Omega_0 t + \int \mu(t) dt\} \quad (3-4-44)$$

$$\Omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \Omega_0 + \mu(t) \quad (3-4-45)$$

ここで、 $\Omega_0$ は、光信号の中心角周波数（中心波長）、 $\mu(t)$ は伝送信号である。光ファイバの伝達関数 $\dot{U}(\Omega)$ を、振幅特性 $G(\Omega)$ と位相特性 $\psi(\Omega)$ で表記すると、伝送後の光信号 $S_0'$ と当該瞬時角周波数 $\Omega'(t)$ は、それぞれ次式(3-4-46)および(3-4-47)で表現できる。

$$S_0' = A G\{\Omega_0 + \mu(t)\} \cos[\Omega_0 t + \int \mu(t) dt + \psi\{\Omega_0 + \mu(t)\}] \quad (3-4-46)$$

$$\Omega'(t) = \frac{d}{dt}\theta'(t) = \Omega_0 + \mu(t) + \frac{d}{dt}\psi(\Omega_0 + \mu(t)) \quad (3-4-47)$$

位相特性 $\psi(\Omega)$ を、次式(3-4-48)のようにべき級数で表すと、

$$\psi(\Omega) = \beta_0 + \beta_1(\Omega - \Omega_0) + \beta_2(\Omega - \Omega_0)^2 + \beta_3(\Omega - \Omega_0)^3 + \cdots \quad (3-4-48)$$

光伝送後の瞬時位相角 $\theta_d(t)$ 、瞬時角周波数における歪成分 $\Omega_d(t)$ は、それぞれ次式(3-4-49)、(3-4-50)のように求められる。

$$\theta_d(t) = \psi(\Omega_0 + \mu(t)) = \beta_0 + \beta_1 \mu(t) + \beta_2 \mu(t)^2 + \beta_3 \mu(t)^3 + \cdots \quad (3-4-49)$$

$$\Omega_d(t) = \frac{d}{dt} \theta_d(t) = \beta_1 \frac{d\mu(t)}{dt} + 2\beta_2 \mu(t) \frac{d\mu(t)}{dt} + 3\beta_3 \mu(t)^2 \frac{d\mu(t)}{dt} + \dots \quad (3-4-50)$$

伝送信号（広帯域FM信号）を正弦波： $\mu(t) = \Delta\Omega \cos pt$ で簡易的に表現すると、上式(3-4-50)は、次式(3-4-51)のように展開できる。

$$\Omega_d(t) = -\beta_1 \Delta\Omega p \sin pt - 2\beta_2 \Delta\Omega^2 p \cos pt \cdot \sin pt - 3\beta_3 \Delta\Omega^3 p \cos^2 pt \cdot \sin pt + \dots \quad (3-4-51a)$$

$$\cong -\beta_1 \Delta\Omega p \sin pt - \beta_2 \Delta\Omega^2 p \sin 2pt - \frac{3}{4} \beta_3 \Delta\Omega^3 p \sin 3pt + \dots \quad (3-4-51b)$$

ここで、 $p$ は、広帯域FM信号の搬送波角周波数、 $\Delta\Omega$ は光角周波数偏移量である。上式(3-4-51b)において、第2項が、広帯域FM信号の2次高調波成分（2HD）を、第3項が、当該3次高調波成分（3HD）をそれぞれ表す。なお、第1項（1HD）は、広帯域FM信号と同一周波数成分（基本波成分）であり波形劣化要因にならないが、当該レベルや位相を変化させる原因となる。

#### (b) カーソンの可変周波数理論[5]

本文第3.4.2.1節に説明したように、カーソンの可変周波数理論は、FM変調信号をスペクトル分解して、各スペクトル毎に、当該周波数におけるFM伝送路の特性（振幅特性および位相特性）による影響を考慮する手法である。

既述のように、伝送前後の光信号を、それぞれ $\dot{S}_0$ および $\dot{S}_0'$ でベクトル表現すると、 $\dot{S}_0'$ における瞬時位相角の歪成分 $\theta_d(t)$ は、式(3-4-3)と同様に、次式(3-4-52)で表現できる。

$$\theta_d(t) = \text{Im}\left(\frac{\dot{S}_0'}{\dot{S}_0}\right) \quad (\dot{S}_0' = \dot{S}_0' - \dot{S}_0) \quad (3-4-52)$$

なお、“歪成分の（光）変調指数”は充分小さい $\left(\left|\frac{\dot{S}_0'}{\dot{S}_0}\right| \ll 1\right)$ とした。

伝送信号を正弦波： $\mu(t) = \Delta\Omega \cos pt$ で簡易に表し、光信号 $\dot{S}_0$ と光ファイバの伝達関数 $\dot{U}(\Omega)$ を、それぞれ次式(3-4-53)および(3-4-54)のように表すと、

$$\begin{aligned} \dot{S}_0 &= \varepsilon^{j(\Omega_0 t + m_p \sin pt)} \quad (m_p = \frac{\Delta\Omega}{p} : \text{光周波数変調指数}) \\ &= \varepsilon^{j\Omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_p) \varepsilon^{jnpt} \quad (\varepsilon^{jm_p \sin pt} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_p) \varepsilon^{jnpt}) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_p) \varepsilon^{j(\Omega_0 + np)t} \end{aligned} \quad (3-4-53)$$

$$\dot{U}(\Omega) = \dot{U}(\Omega_0 + np) \equiv \dot{U}_{np} \quad (n : \text{整数}) \quad (3-4-54)$$

伝送後の光信号 $\dot{S}_0'$ は、次式(3-4-55)のように表現することができる。

$$\dot{S}_0' = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{np} J_n(m_p) \varepsilon^{j(\Omega_0 + np)t} \quad (3-4-55)$$

さらに、式(3-4-5)と同様に、伝達関数 $\dot{U}$ を、当該振幅特性および位相特性における「線形」からの偏差分 $g$ および $\varphi$ を用いて、次式(3-4-56)のように表すと、

$$\dot{U}_{np} = \dot{U}_{np} - 1 = g_{np} + j\varphi_{np} \quad (3-4-56)$$

光信号の瞬時位相角の歪成分 $\theta_d(t)$ は、次式(3-4-57)のように表現できる。

$$\begin{aligned} \theta_d(t) &= \text{Im}\left\{ \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} (\dot{U}_{np} - 1) J_n(m_p) \varepsilon^{j(\Omega_0 + np)t}}{\varepsilon^{j(\Omega_0 t + m_p \sin pt)}} \right\} \\ &= \text{Im}\left\{ \varepsilon^{-jm_p \sin pt} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{np} J_n(m_p) \varepsilon^{jnpt} \right\} \\ &= \text{Im}\left\{ \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(m_p) \varepsilon^{-jlpt} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{np} J_n(m_p) \varepsilon^{jnpt} \right\} \\ &= \text{Im}\left\{ \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{np} J_n(m_p) J_{n-s}(m_p) \varepsilon^{jspt} \right\} \quad (n-l=s) \end{aligned} \quad (3-4-57)$$

上式(3-4-57)は、1chの伝送信号（広帯域FM信号）を元信号とする光周波数変調信号において、当該光スペクトル成分間の全ての組み合わせで発生するビート成分を意味し、例えば広帯域FM信号の $h$ 次高調波成分は、 $s=h$ ,  $s=-h$ を代入することによって、次式(3-4-58)のように求めることができる。

$$\begin{aligned}\theta_{hp} &= \text{Im}[\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{u}_{np} J_n(m_p) J_{n-h}(m_p)\} \varepsilon^{jhp t} + \{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{u}_{np} J_n(m_p) J_{n+h}(m_p)\} \varepsilon^{-jhp t}] \\ &= [\sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Re}(\dot{u}_{np}) \{J_n(m_p) J_{n-h}(m_p) - J_n(m_p) J_{n+h}(m_p)\} \sin hpt \\ &\quad + [\sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Im}\{\dot{u}_{np}\} \{J_n(m_p) J_{n-h}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h}(m_p)\} \cos hpt] \\ &= [\sum_{n=-\infty}^{\infty} g_{np} \{J_n(m_p) J_{n-h}(m_p) - J_n(m_p) J_{n+h}(m_p)\} \sin hpt \\ &\quad + [\sum_{n=-\infty}^{\infty} \varphi_{np} \{J_n(m_p) J_{n-h}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h}(m_p)\} \cos hpt] \quad (3-4-58)\end{aligned}$$

従って、瞬時角周波数の $h$ 次高調波成分 $\Omega_{hp}$ は、次式(3-4-59)で表される。

$$\begin{aligned}\Omega_{hp} &= \frac{d}{dt} \theta_{hp} \\ &= hp [\sum_{n=-\infty}^{\infty} g_{np} \{J_n(m_p) J_{n-h}(m_p) - J_n(m_p) J_{n+h}(m_p)\} \cos hpt \\ &\quad - \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varphi_{np} \{J_n(m_p) J_{n-h}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h}(m_p)\} \sin hpt] \quad (3-4-59)\end{aligned}$$

上式(3-4-59)において、2次以上のベッセル関数 ( $J_n(m)$ ,  $n \geq 2$ ) を充分小さいとして無視すると、光ファイバ伝送によって新たに発生した基本波成分 ( $h=1$ : 1HD) は、本来の伝送信号の光周波数偏移量 $\Delta\Omega$ を基準とした相対値として、次式(3-4-60)で表現できる。

$$\begin{aligned}\frac{\Omega_p}{\Delta\Omega} &= \frac{1}{m_p} [\sum_{n=-\infty}^{\infty} g_{np} \{J_n(m_p) J_{n-1}(m_p) - J_n(m_p) J_{n+1}(m_p)\} \cos pt \\ &\quad - \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varphi_{np} \{J_n(m_p) J_{n-1}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+1}(m_p)\} \sin pt] \\ &= \frac{1}{m_p} \{J_0(m_p) J_1(m_p) (g_p + g_{-p} - 2g_0) \cos pt - J_0(m_p) J_1(m_p) (\varphi_p - \varphi_{-p}) \sin pt\} \\ &= \frac{1}{2} (g_p + g_{-p} - 2g_0) \cos pt - \frac{1}{2} (\varphi_p - \varphi_{-p}) \sin pt \quad (3-4-60)\end{aligned}$$

なお、光周波数変調指数 $m_p \ll 1$ とし、近似式： $J_0(m_p) = 1$ ,  $J_1(m_p) = \frac{m_p}{2}$ を適用した。

同様に、広帯域FM信号の2HDおよび3HD成分 ( $h=2, 3$ ) は、それぞれ次式(3-4-61)および(3-4-62)のように求めることができる。

$$\frac{\Omega_{2p}}{\Delta\Omega} = \frac{m_p}{4} \{(g_{2p} - g_{-2p} - 2g_p + 2g_{-p}) \cos 2pt - (\varphi_{2p} + \varphi_{-2p} - 2\varphi_p - 2\varphi_{-p} + 2\varphi_0) \sin 2pt\} \quad (3-4-61)$$

$$\frac{\Omega_{3p}}{\Delta\Omega} = \frac{m_p}{16} \{(g_{3p} + g_{-3p} - 3g_{2p} - 3g_{-2p} + 3g_p + 3g_{-p} - 2g_0) \cos 3pt \\ - (\varphi_{3p} - \varphi_{-3p} - 3\varphi_{2p} + 3\varphi_{-2p} + 3\varphi_p - 3\varphi_{-p}) \sin 3pt\} \quad (3-4-62)$$

## (2) 拡張波長分散理論[6]

FM一括変換型光伝送方式では、1chの広帯域FM信号により伝送用レーザを極めて高い光変調度（約90%）で変調する。このため、当該光スペクトルにおいて光強度変調成分（側波帯）が無視できない大きさとなり、波長分散特性に影響を及ぼす可能性が高いと考えられる。以下では、カーソンの可変周波数理論をベースとして、光強度変調の効果を新たに考慮することにより、当該理論の拡張を行う。

伝送信号： $\mu(t) = \Delta\Omega \cos pt$ を元信号とした直接変調光信号 $\dot{S}_0$ を、当該光強度変調項を考慮して、次式(3-4-63)で表す。

$$\begin{aligned}\dot{S}_0 &= (1 + m_{opt} \cos pt) \varepsilon^{j(\Omega_0 t + m_p \sin pt)} \\ &= \{1 + \frac{m_{opt}}{2} (\varepsilon^{jpt} + \varepsilon^{-jpt})\} \varepsilon^{j\Omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_p) \varepsilon^{jnpt} \quad (3-4-63)\end{aligned}$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_p) \varepsilon^{j(\Omega_0 + np)t} + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_p) \varepsilon^{j\{\Omega_0 + (n+1)p\}t} + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_p) \varepsilon^{j\{\Omega_0 + (n-1)p\}t}$$

式(3-4-54)または(3-4-56)の伝達関数を有する系を伝搬した光信号 $\dot{S}_0'$ 、当該瞬時位相角の歪成分 $\theta_d(t)$ は、それぞれ次式(3-4-64)および(3-4-65)で表現できる。

$$\begin{aligned} \dot{S}_0' &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{np} J_n(m_p) \varepsilon^{j(\Omega_0 t + np)t} \\ &\quad + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{(n+1)p} J_n(m_p) \varepsilon^{j\{\Omega_0 t + (n+1)p\}t} + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{(n-1)p} J_n(m_p) \varepsilon^{j\{\Omega_0 t + (n-1)p\}t} \end{aligned} \quad (3-4-64)$$

$$\begin{aligned} \theta_d(t) &= \text{Im} \left( \frac{\dot{S}_0' - \dot{S}_0}{\dot{S}_0} \right) \\ &= \text{Im} \left[ \frac{\varepsilon^{-j m_p \sin pt}}{1 + m_{opt} \cos pt} \right. \\ &\quad \left. \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{np} J_n(m_p) \varepsilon^{j np t} + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{(n+1)p} J_n(m_p) \varepsilon^{j(n+1)p t} + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{(n-1)p} J_n(m_p) \varepsilon^{j(n-1)p t} \right\} \right] \end{aligned} \quad (3-4-65)$$

上式(3-4-65)において、パラメータ $m_{opt} \ll 1$ であれば、下記の近似式(3-4-66)の適用が可能である。実際には、上述のように $m_{opt}$ は大きく、当該近似は適当ではないが、ここでは、便宜上、 $\frac{1}{1+m_{opt} \cos pt}$ の項が、 $1 - m_{opt} \cos pt$ の成分を含むものと仮定して近似を行うものとする。

$$\frac{1}{1 + m_{opt} \cos pt} = 1 - m_{opt} \cos pt \quad (3-4-66)$$

これにより、上式(3-4-65)は、次式(3-4-67)のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \theta_d(t) &= \text{Im}[(1 - m_{opt} \cos pt) \varepsilon^{-j m_p \sin pt} \\ &\quad \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{np} J_n(m_p) \varepsilon^{j np t} + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{(n+1)p} J_n(m_p) \varepsilon^{j(n+1)p t} + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{(n-1)p} J_n(m_p) \varepsilon^{j(n-1)p t} \right\}] \\ &= \text{Im} \left\{ \left[ 1 - \frac{m_{opt}}{2} (\varepsilon^{j p t} + \varepsilon^{-j p t}) \right] \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(m_p) \varepsilon^{-j l p t} \right. \\ &\quad \left. \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{np} J_n(m_p) \varepsilon^{j np t} + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{(n+1)p} J_n(m_p) \varepsilon^{j(n+1)p t} + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{(n-1)p} J_n(m_p) \varepsilon^{j(n-1)p t} \right\} \right\} \\ &\quad \left( \varepsilon^{-j m_p \sin pt} = \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(m_p) \varepsilon^{-j l p t} \right) \\ &= \text{Im} \left\{ \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \dot{U}_{np} - \frac{m_{opt}^2}{4} \dot{U}_{(n-1)p} - \frac{m_{opt}^2}{4} \dot{U}_{(n+1)p} \right) J_n(m_p) J_l(m_p) \varepsilon^{j(n-l)p t} \right. \\ &\quad + \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \frac{m_{opt}}{2} \dot{U}_{(n+1)p} - \frac{m_{opt}}{2} \dot{U}_{np} \right) J_n(m_p) J_l(m_p) \varepsilon^{j(n-l+1)p t} \\ &\quad + \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \frac{m_{opt}}{2} \dot{U}_{(n-1)p} - \frac{m_{opt}}{2} \dot{U}_{np} \right) J_n(m_p) J_l(m_p) \varepsilon^{j(n-l-1)p t} \\ &\quad + \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( -\frac{m_{opt}^2}{4} \dot{U}_{(n+1)p} \right) J_n(m_p) J_l(m_p) \varepsilon^{j(n-l+2)p t} \\ &\quad \left. + \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( -\frac{m_{opt}^2}{4} \dot{U}_{(n-1)p} \right) J_n(m_p) J_l(m_p) \varepsilon^{j(n-l-2)p t} \right\} \\ &= \text{Im} \left\{ \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \dot{U}_{np} - \frac{m_{opt}^2}{4} \dot{U}_{(n-1)p} - \frac{m_{opt}^2}{4} \dot{U}_{(n+1)p} \right) J_n(m_p) J_{n-s}(m_p) \varepsilon^{j s p t} \quad (n-l=s) \right. \\ &\quad + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{s'=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\dot{U}_{(n+1)p} - \dot{U}_{np}) J_n(m_p) J_{n-s'+1}(m_p) \varepsilon^{j s' p t} \quad (n-l+1=s') \\ &\quad + \frac{m_{opt}}{2} \sum_{s''=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\dot{U}_{(n-1)p} - \dot{U}_{np}) J_n(m_p) J_{n-s''-1}(m_p) \varepsilon^{j s'' p t} \quad (n-l-1=s'') \\ &\quad - \frac{m_{opt}^2}{4} \sum_{s'''=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{(n+1)p} J_n(m_p) J_{n-s'''-2}(m_p) \varepsilon^{j s''' p t} \quad (n-l+2=s''') \\ &\quad \left. - \frac{m_{opt}^2}{4} \sum_{s''''=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{(n-1)p} J_n(m_p) J_{n-s''''-2}(m_p) \varepsilon^{j s'''' p t} \right\} \quad (n-l-2=s''') \end{aligned} \quad (3-4-67)$$

伝送後の光信号 $\dot{S}_0'$ における瞬時位相角の $h$ 次高調波成分 $\theta_{hp}$ は、上式(3-4-67)において、 $s, s', s'', s''', s''''=h$ または $-h$ を代入し、さらに、伝達関数 $u_{np}$ として式(3-4-56)を代入することにより、次式(3-4-68)のように表現できる。

$$\begin{aligned}
\theta_{hp} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [ & (\varphi_{np} - \frac{m_{opt}^2}{4} \varphi_{(n-1)p} - \frac{m_{opt}^2}{4} \varphi_{(n+1)p}) \{J_n(m_p) J_{n-h}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h}(m_p)\} \\
& + \frac{m_{opt}}{2} (\varphi_{(n+1)p} - \varphi_{np}) \{J_n(m_p) J_{n-h+1}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h+1}(m_p)\} \\
& + \frac{m_{opt}}{2} (\varphi_{(n-1)p} - \varphi_{np}) \{J_n(m_p) J_{n-h-1}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h-1}(m_p)\} \\
& - \frac{m_{opt}^2}{4} \varphi_{(n+1)p} \{J_n(m_p) J_{n-h+2}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h+2}(m_p)\} \\
& - \frac{m_{opt}^2}{4} \varphi_{(n-1)p} \{J_n(m_p) J_{n-h-2}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h-2}(m_p)\}] \cos hpt \quad (3-4-68)
\end{aligned}$$

従って、瞬時角周波数の $h$ 次高調波成分 $\Omega_{hp}$ は、次式(3-4-69)で表される。

$$\begin{aligned}
\Omega_{hp} &= \frac{d}{dt} \theta_{hp} \\
&= -hp \sum_{n=-\infty}^{\infty} [ & (\varphi_{np} - \frac{m_{opt}^2}{4} \varphi_{(n-1)p} - \frac{m_{opt}^2}{4} \varphi_{(n+1)p}) \{J_n(m_p) J_{n-h}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h}(m_p)\} \\
& + \frac{m_{opt}}{2} (\varphi_{(n+1)p} - \varphi_{np}) \{J_n(m_p) J_{n-h+1}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h+1}(m_p)\} \\
& + \frac{m_{opt}}{2} (\varphi_{(n-1)p} - \varphi_{np}) \{J_n(m_p) J_{n-h-1}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h-1}(m_p)\} \\
& - \frac{m_{opt}^2}{4} \varphi_{(n+1)p} \{J_n(m_p) J_{n-h+2}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h+2}(m_p)\} \\
& - \frac{m_{opt}^2}{4} \varphi_{(n-1)p} \{J_n(m_p) J_{n-h-2}(m_p) + J_n(m_p) J_{n+h-2}(m_p)\}] \sin hpt \quad (3-4-69)
\end{aligned}$$

上式(3-4-69)において、2次以上のベッセル関数項を無視すると、例えば基本波成分( $h=1$ :1HD)は、次式(3-4-70)のように表現できる。なお、本来の伝送信号の光周波数偏移量 $\Delta\Omega$ に対する相対値として示した。

$$\begin{aligned}
\frac{\Omega_p}{\Delta\Omega} &= -\frac{1}{m_p} \{ & (\varphi_p - \varphi_{-p}) - \frac{m_{opt}^2}{4} (\varphi_{2p} - \varphi_{-2p}) \} J_1(m_p) J_0(m_p) \\
& + \frac{m_{opt}}{2} \{ & (\varphi_{2p} + \varphi_{-2p} - \varphi_p - \varphi_{-p}) J_1^2(m_p) + (\varphi_p + \varphi_{-p} - 2\varphi_0) J_0^2(m_p) \} \sin pt \quad (3-4-70)
\end{aligned}$$

上述したように、光ファイバ伝送路の非線形性で新たに生じた基本波成分は、伝送信号(広帯域FM信号)のレベルや位相を変化させ、光ファイバ伝送時の光変調度低下や、CNR劣化を生じさせる可能性を有している(第3.4.7.2節にて詳述)。

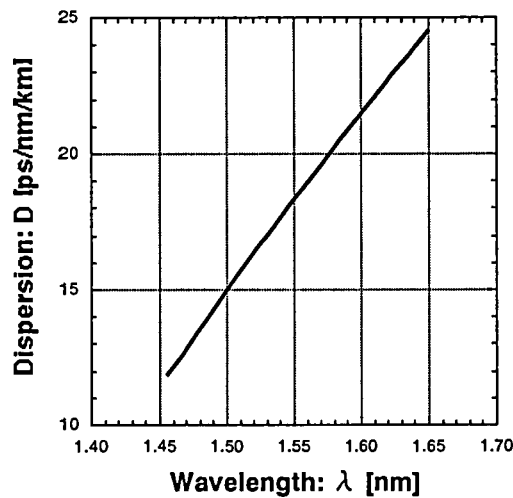
同様に、2HDおよび3HD成分( $h=2, 3$ )は、上式(3-4-69)から、それぞれ次式(3-4-71)および(3-4-72)のように求めることができる。

$$\begin{aligned}
\frac{\Omega_{2p}}{\Delta\Omega} &= -\frac{2}{m_p} [ & J_0^2(m_p) \{ -\frac{m_{opt}^2}{4} (\varphi_p + \varphi_{-p}) \} - J_1^2(m_p) (\varphi_p + \varphi_{-p}) \\
& + J_1(m_p) J_0(m_p) \{ & \frac{m_{opt}}{2} (\varphi_{2p} - \varphi_{-2p} - 2\varphi_p + 2\varphi_{-p}) \} \} \sin 2pt \quad (3-4-71)
\end{aligned}$$

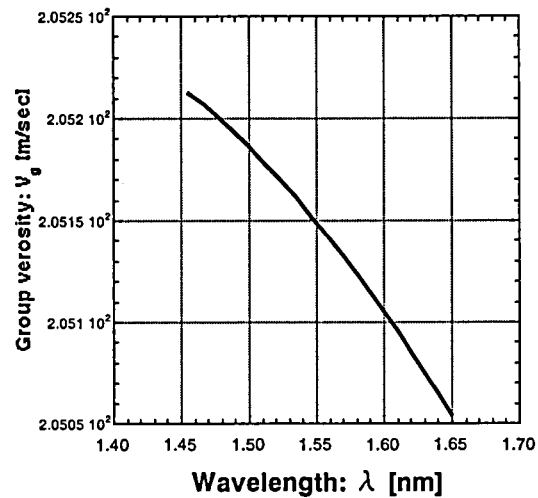
$$\begin{aligned}
\frac{\Omega_{3p}}{\Delta\Omega} &= -\frac{3}{m_p} [ & -J_1^2(m_p) \{ \frac{m_{opt}}{2} (\varphi_{2p} + \varphi_{-2p} - \varphi_p - \varphi_{-p}) \} \\
& + J_1(m_p) J_0(m_p) \{ & \frac{m_{opt}^2}{4} (-\varphi_{2p} + \varphi_{-2p} + \varphi_p - \varphi_{-p}) \} \} \sin 3pt \quad (3-4-72)
\end{aligned}$$

上式(3-4-71)において、パラメータ $m_{opt}$ に依存しない第2項は、前述の準定常理論により求められる2次高調波成分に一致することが分かる。

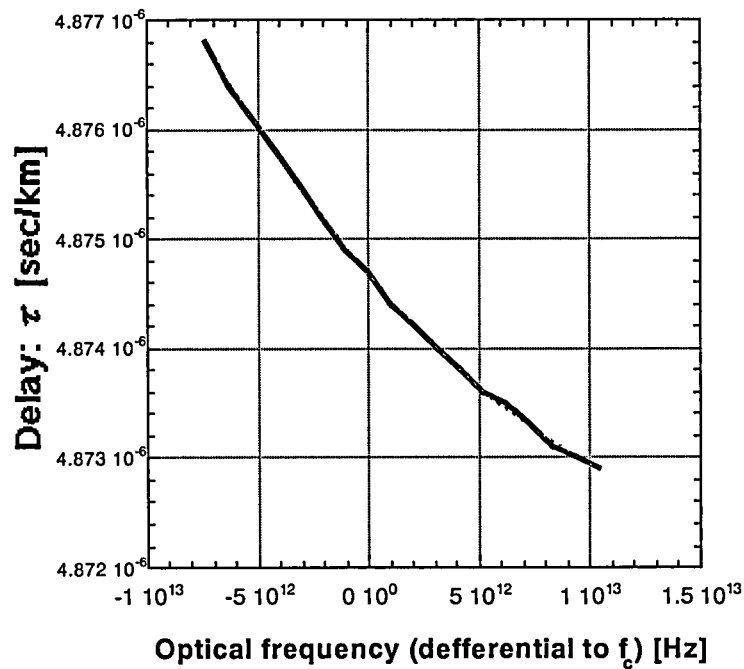
(3) 光ファイバの波長分散特性の数学的取り扱い



(a) 分散量の波長依存性



(b) 群速度の波長依存性



(c) 伝搬遅延量の光周波数依存性

(光ファイバ1km当たり、横軸：波長1.55935nmを基準とした光周波数偏差)

図3-4-38 シングルモードファイバの波長分散特性

図3-4-38に、SMFの一般的な波長分散特性を示す。本図(a)および(b)は、分散量 $D$ [ps/nm/km]および群速度 $V_g$ [m/sec]の波長依存性、図(c)は、伝搬遅延量 $\tau$ [sec/km]の光周波数依存性である。波長分散特性を解析的に扱うため、図3-4-38(c)の伝搬遅延特性を光周波数 $f_0$ を中心にテイラー展開し、次式(3-4-73)のように多項式表現する。

$$\tau(f) = b_0 + b_1(f - f_0) + b_2(f - f_0)^2 \quad (3-4-73)$$

$$\text{但し, } f_0 = \frac{C}{n} \frac{1}{\lambda [\text{nm}] \times 10^{-6}} = 1.3305 \times 10^{14} [\text{Hz}]$$

$$\begin{array}{lll} C=2.99792458 \times 10^8 [\text{m/sec}] & n=1.445 & \lambda=1.55935484 [\text{nm}] \\ b_0=4.8747 \times 10^{-6} & b_1=-2.3841 \times 10^{-22} & b_2=6.5213 \times 10^{-36} \end{array}$$

光信号の位相角の光周波数依存性  $\varphi(f)$  (光ファイバの伝達関数  $\dot{U}(f)$  の位相特性) は, 上式(3-4-73)から次式(3-4-74)のように表される.

$$\begin{aligned} \varphi(f) &= -2\pi \int \tau(f) df \\ &= \beta_1 (f - f_0) + \beta_2 (f - f_0)^2 + \beta_3 (f - f_0)^3 \end{aligned} \quad (3-4-74)$$

$$\text{但し, } \beta_1 = -2\pi b_0 \quad \beta_2 = -\pi b_1 \quad \beta_3 = -\frac{2}{3}\pi b_2$$

上式(3-4-74)を上述の波長分散理論に適用することによって, 波長分散歪量を算出できる.

### 3.4.7.2 評価および考察

本方式の光ファイバ伝送特性として, 広帯域FM信号の高調波増大, 受信光信号の光変調度低下, およびFM復調信号の歪劣化の各現象を実験的に明らかにすると共に, 上述の波長分散理論に基づき考察を行い, その妥当性を検証する.

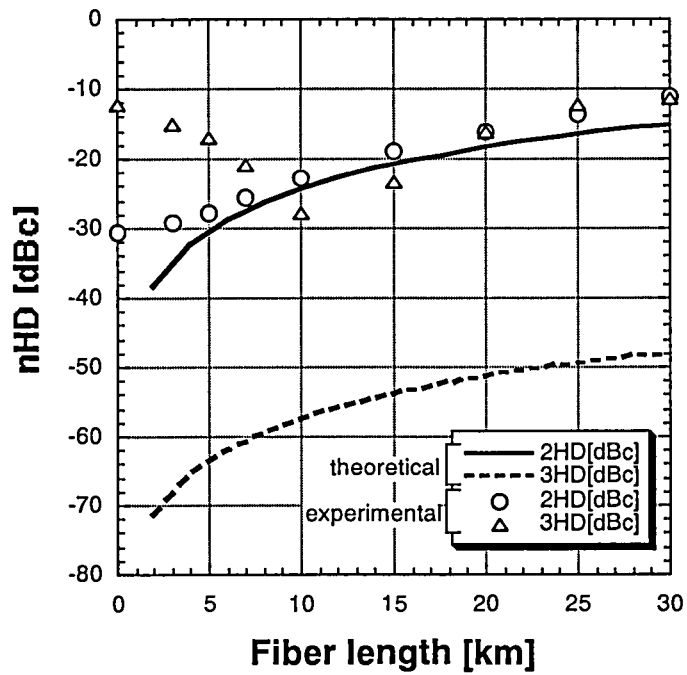
#### (1) 広帯域FM信号の高調波増大

図3-4-39(a)に, 光ファイバ伝送時の広帯域FM信号(無変調搬送波)の2HDおよび3HD測定結果を, 従来理論値(カーソンの可変周波数理論)と共に示す. 本図より, 従来理論は, 2HDの測定値をほぼ説明できるものの, 3HDについては全く一致しないことが分かる. 即ち, 光周波数変調スペクトルのみを扱う従来理論では, 本方式のように, 光変調度が高く(約90%)当該光強度変調の側波帯成分が大きい光信号の伝送特性を正確に記述できないと考えられる. 図3-4-39(b)には, 拡張波長分散理論(式(3-4-71), (3-4-72))に基づく2HDおよび3HD理論値を示す. 本理論は, 前節3.4.7.1で説明したように近似式(3-4-66)を適用しながら, 測定結果を良く説明できることが分かる. 但し, 3HD測定値は, 光伝送距離の増大に伴い一旦改善された後劣化するという特有の傾向を示し, 本理論でも説明することができない. この原因として, 伝送用レーザの3HD成分と波長分散による3HD成分との相殺現象を想定できる(次節で補足).

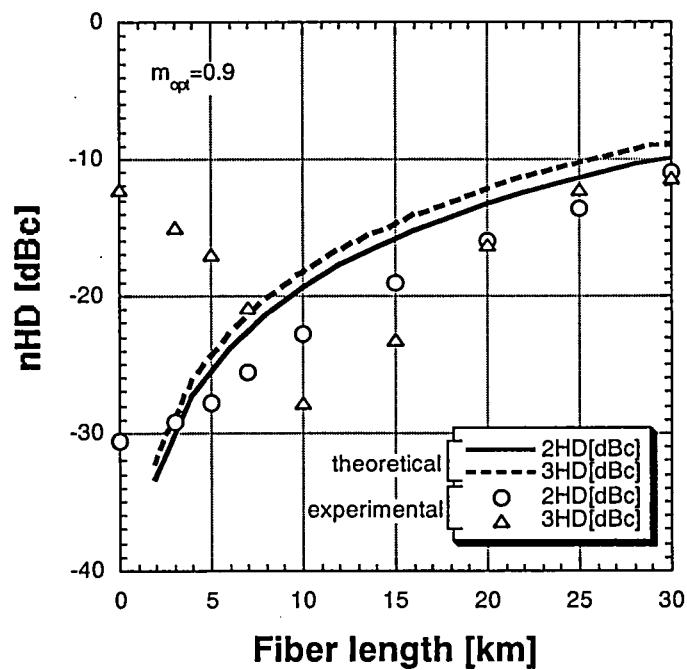
図3-4-40には,  $m_{opt}$  (光変調度に対応) をパラメータとして, 各高調波レベルの光ファイバ伝送距離依存性の理論値を示す. 本図において, 光強度変調の効果は, 特に3HDについて大きく, 2HDでは光周波数変調スペクトルの影響が支配的であることが分かる.

以上のように, 光ファイバ伝送時の2HDおよび3HD成分の劣化現象において, 光強度変調効果を考慮した拡張波長分散理論の妥当性を検証することができる. この結果から, 例えば2HD, 3HD成分共に-30dBc程度を確保できる光伝送距離は約3km前後に制限され, 半径7km程度の光アクセス網を構築するためには, 当該総光伝送距離の少なくとも半分(3.5km)相当の分散補償ファイバ挿入が不可欠であることが分かる.





(a) カーソンの可変周波数理論値および測定値



(b) 拡張波長分散理論値および測定値

図3-4-39 広帯域FM信号の高調波レベルの光ファイバ伝送距離依存性

・算出条件：  $m_{opt}=0.9$  (光変調度に相当)      FM搬送波周波数：  $f_c=3.3\text{GHz}$   
 波長チャープ効率：  $150\text{MHz/mA}$       変調電流：  $I_a (=I_b-I_{th}) =20\text{mA}$

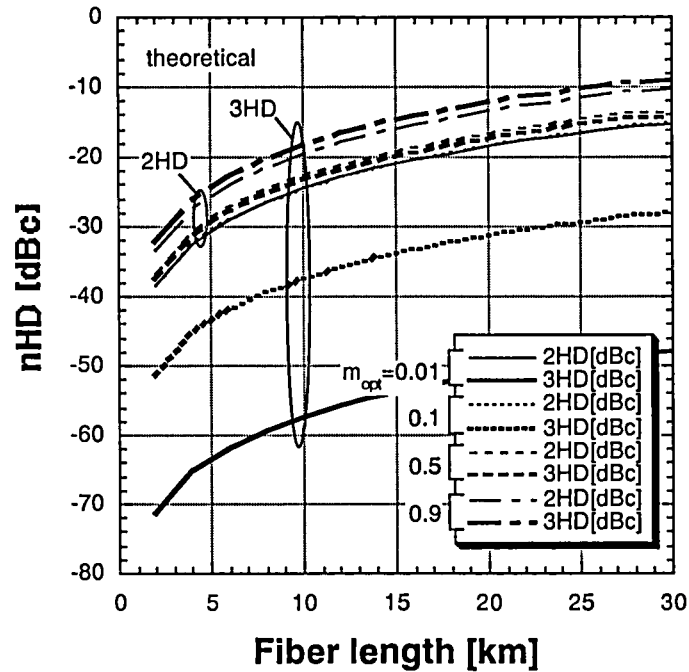


図3-4-40 広帯域FM信号の高調波レベル理論値（拡張波長分散理論，パラメータ： $m_{opt}$ ）

(2) 受信光信号の光変調度低下[6]

前述の波長分散理論において示したように，光ファイバ伝送の際には，2HD，3HD等の高調波成分のみならず，基本波成分（1HD）も発生する．図3-4-41に，1HD理論値（式(3-4-70)）の光ファイバ伝送距離依存性を示す．例えば，30km伝送時において-10~-20dBcの1HD成分が生じ，伝送信号の大きさに影響を与える可能性があることが分かる．

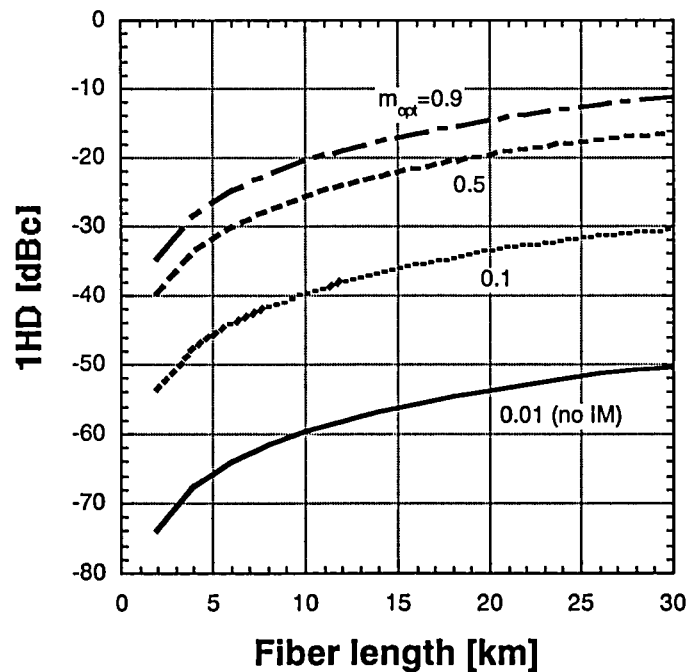


図3-4-41 波長分散による基本波成分（1HD）の光ファイバ伝送距離依存性（パラメータ： $m_{opt}$ ）

一般に、電気／光変調に関わらず、強度（振幅）変調空間と周波数変調空間では、図3-4-42(a)に示すように、互いの搬送波が微積分（直交）関係にある。このため、本来の伝送信号（光強度変調空間）と波長分散による1HD成分（光周波数変調空間）もまた直交し、両者間の相殺は原理的に生じない。しかし、図3-4-42(b)のように、光周波数変調空間の搬送波の位相偏移（ $\pi/2$ ）を仮定した場合、両変調空間の搬送波は同相軸上に存在するため、伝送信号と1HD成分の相殺現象を想定できる。半導体レーザの直接変調時における光強度変調空間・光周波数変調空間の間の位相偏移は、レーザの物性面からもその可能性が示唆されており、当該仮定により前出の図3-4-39における3HDの相殺現象を説明できることから、その妥当性は高いと考えられる。

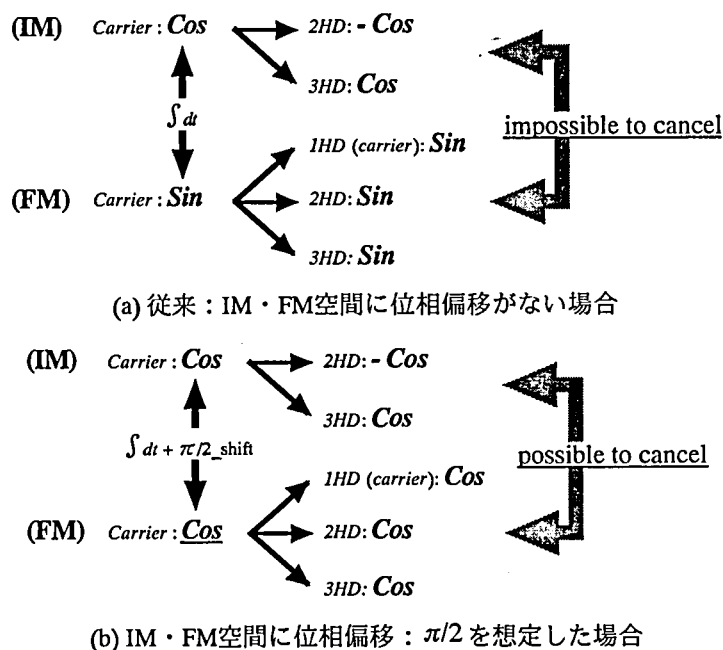


図3-4-42 強度変調（IM）空間と周波数変調（FM）空間における各信号成分の位相関係

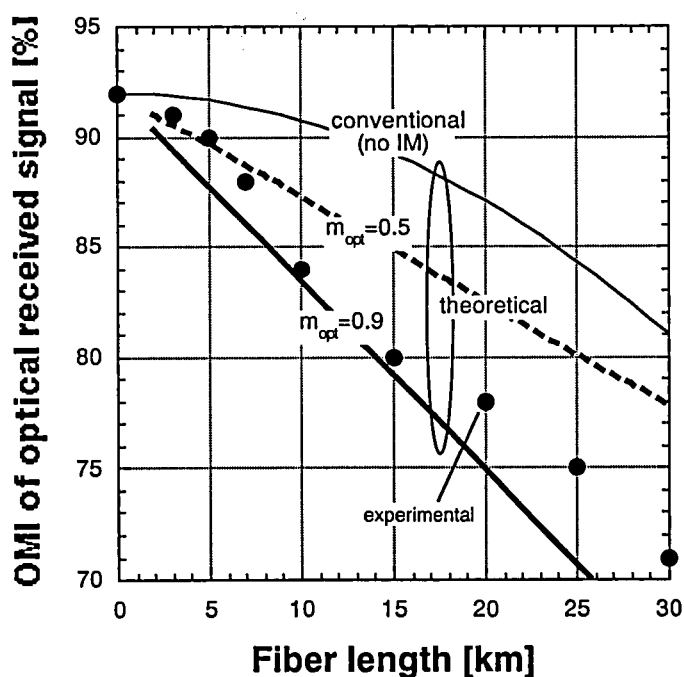


図3-4-43 光ファイバ伝送における光変調度低下（測定値および理論値）

図3-4-43に、伝送信号と波長分散による1HD成分との相殺現象を仮定し、光変調度の光ファイバ伝送距離依存性の理論値（拡張波長分散理論および従来理論）を、測定値と共に示す。光周波数変調信号の上下側波帯間の位相ズレのみを考慮する従来理論に対して、拡張波長分散理論は、傾向、絶対値共に測定結果をより良く説明しており、その妥当性が明らかである。また、SMF7km伝送時には6%程度（92→86%）の光変調度低下が生じるが、上述したようにSMF3～4km相当の分散補償ファイバを挿入すれば、殆ど無視できるレベルに抑圧できることが分かる。

### (3) FM復調信号の歪劣化

光送信器から送出される直接変調光信号は、半導体レーザの波長チャープ特性により、図3-4-44のような光周波数スペクトル（ $J_1$ ,  $J_2$ , ...）を有するが、光周波数変調指数がせいぜい1程度（変調周波数～3GHz, 周波数偏移量～3GHz）であるのに対して、光強度変調度が約90%と極めて大きいことから、当該スペクトルは、ほぼ $J_0$ および $J_1$ 成分のみで決定される。ここで、 $J_1$ 成分は、広帯域FM信号と相似のスペクトル形状で約6GHzに亘る帯域幅を有するため、光ファイバの波長分散特性の影響を受けて、スペクトル内の各周波数成分の位相関係が変化し、FM復調時に歪劣化を生じる。なお、 $J_1$ スペクトル（広帯域FMスペクトル）のみを抽出すると当該光強度変調度は充分小さいため（数%以下）、波長分散歪量は、従来理論で導出可能である。

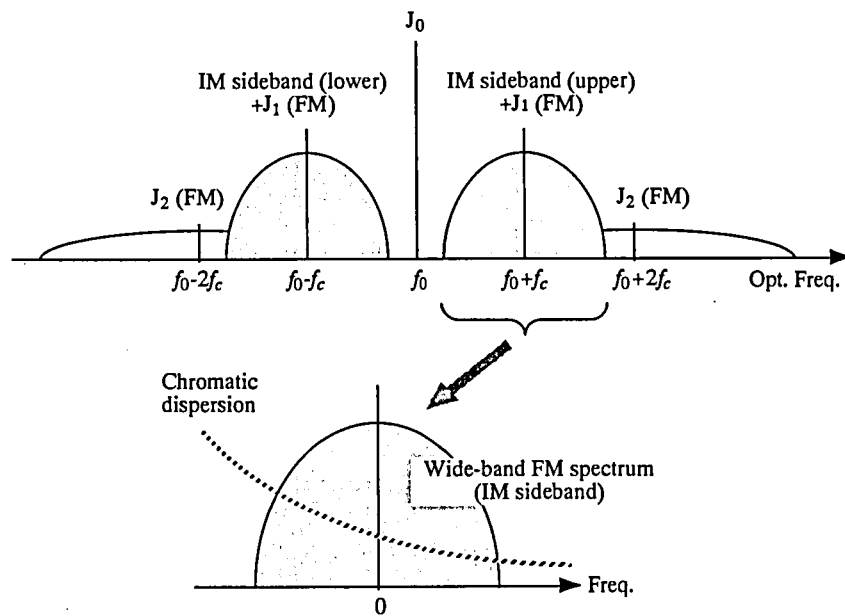


図3-4-44 伝送光信号のスペクトル

光ファイバ伝送路における伝搬遅延量の周波数特性（単位長さ；1km当たり） $\tau(f)$ および位相特性 $\varphi(f)$ を、式(3-4-73), (3-4-74)に準じて、次式(3-4-75)および(3-4-76)のように表す。

$$\tau(f) = b_0 + b_1 f + b_2 f^2 + \dots \quad (3-4-75)$$

$$\varphi(f) = \beta_0 + \beta_1 f + \beta_2 f^2 + \dots \quad (3-4-76)$$

この時、準定常理論による波長分散歪（FDM信号のキャリアに対する周波数偏移量を基準とした相対レベル）は、次式(3-4-77)で与えられる。

$$CSO(f_d) = \sum_{f_i \neq f_j = f_d} \{ \pi b_1 \Delta F (f_i \pm f_j) \}^2 \quad (3-4-77a)$$

$$CTB(f_d) = \sum_{2f_i \pm f_j = f_d} \frac{1}{4} \{ \pi b_2 \Delta F^2 (2f_i \pm f_j) \}^2 + \sum_{f_i \pm f_j \pm f_k = f_d} \{ \pi b_2 \Delta F^2 (f_i \pm f_j \pm f_k) \}^2 \quad (3-4-77b)$$

また、カーソンの可変周波数理論による波長分散歪は、次式(3-4-78)で表される（CTBは省略）。

$$CSO(f_d) = \frac{f_d}{\Delta F} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi_{if_i+m f_j} J_i(m_i) J_m(m_j) \{ J_{i-1}(m_i) J_{m-1}(m_j) + J_{i+1}(m_i) J_{m+1}(m_j) \}$$

但し、 $m_i = \frac{\Delta F}{f_i}$ ,  $m_j = \frac{\Delta F}{f_j}$  (3-4-78)

図3-4-45に、上式(3-4-77a)および(3-4-78)による各CSO理論値の周波数偏移量依存性を比較して示す。本図において、周波数偏移量400MHz/ch程度まで両理論値に差異はなく、取り扱いの容易な準定常理論でも、本方式において十分な精度を有することが分かる。

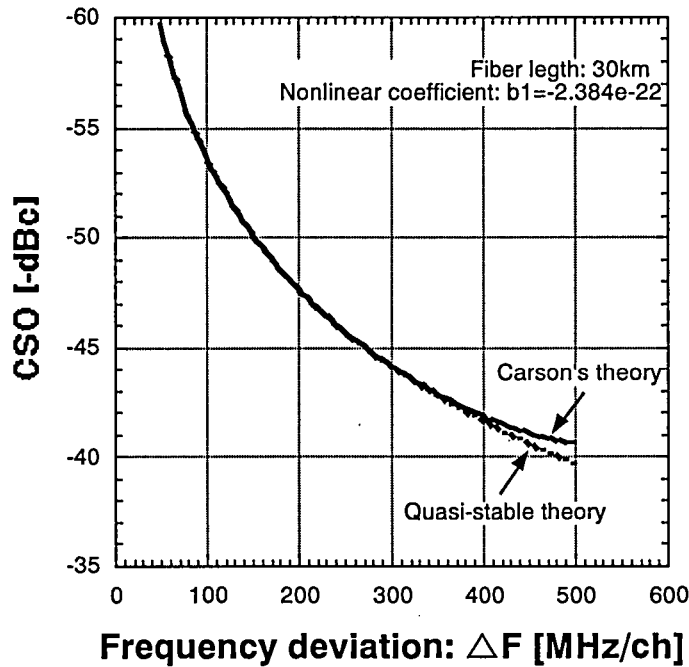


図3-4-45 波長分散歪（CSO）理論値の周波数偏移量依存性

図3-4-46には、波長分散歪の光ファイバ伝送距離依存性について、準定常理論値と測定値とを併せて示す。本図より、準定常理論は、CSOに関してSMF15km程度迄測定結果と良く整合し、最大光伝送距離約7kmのアクセスシステムにおいて、十分な精度を有していると考えて良い。一方、CTBの理論値は極めて小さく、測定結果を説明できない。これは、本文第3.4.3節で説明したように、広帯域FM信号の高調波成分がFM復調器に入力すると、FM復調器の識別時間偏差に起因した過剰な直線歪（高調波パルス化歪）が発生するためと考えられる。

FM復調器における識別時間偏差 $t_s(f)$ の2HDレベル依存性は、2HDがない場合を基準に、次式(3-4-79)のように近似的に表すことができる。

$$t_s(f, 2HD) = \frac{1}{2\pi f} \frac{10^{\frac{2HD}{20}}}{\sqrt{1 + 4(10^{\frac{2HD}{20}})^2}} \quad (3-4-79)$$

上式(3-4-79)に基づき、2HDレベルをパラメータとして、広帯域FM信号の（瞬時）周波数に対する識別時間偏差の依存特性を、図3-4-47に示す。なお、図中には、各特性を多項式近似した場合の非線形係数 $a_i$ を併記した（式(3-4-75)の各非線形係数に対応）。さらに、図3-4-48には、当該係数より導出した高調波パルス化歪理論値の光ファイバ伝送距離依存性を示す。本図において、歪理論値が、測定値に比較して大きく劣化する原

因は、FM復調器の識別レベル偏差等によるものと考えられる。

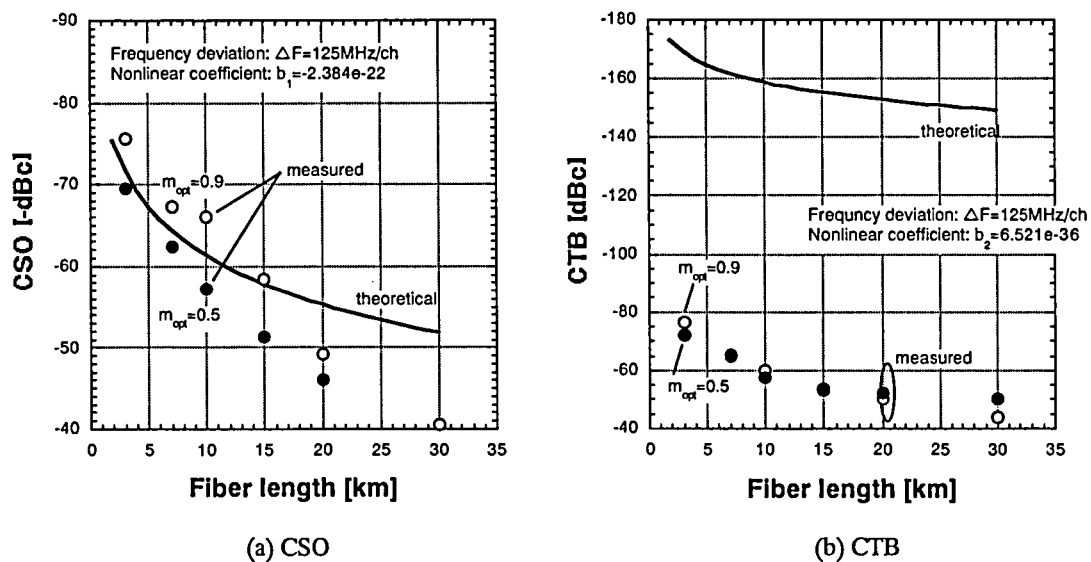


図3-4-46 波長分散歪の光ファイバ伝送距離依存性（準定常理論値および測定値）

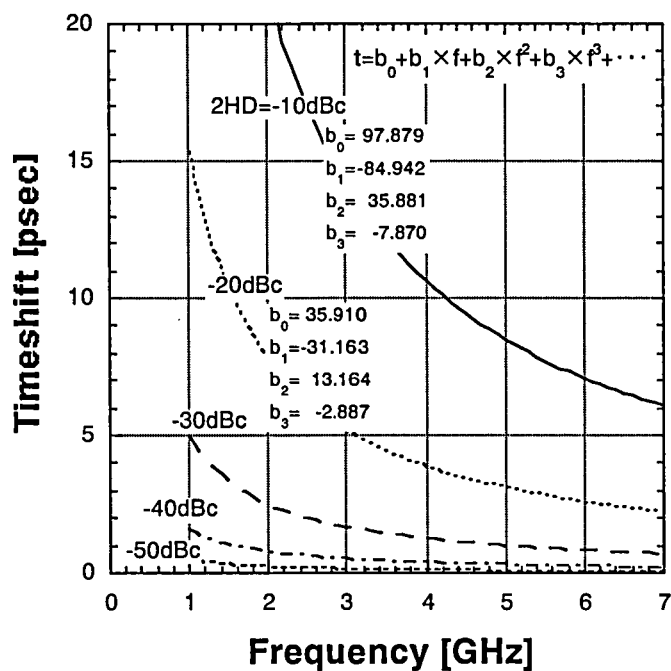


図3-4-47 識別時間偏差の（瞬時）周波数依存性（パラメータ：2HDレベル）

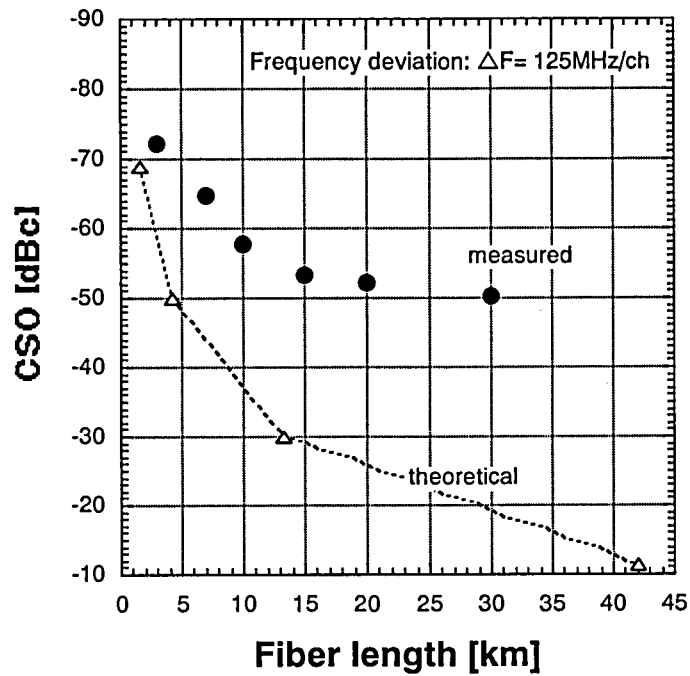


図3-4-48 高調波パルス化歪の光ファイバ伝送距離依存性

### 3.4.7.3 まとめ

FM一括変換型光伝送方式における光ファイバ伝送特性について、理論および実験による検討を行った。多チャンネルFDM信号のSCM光伝送と異なり、本方式では、1ch当たりの光強度変調度が極めて大きく、光周波数変調スペクトルのみを取り扱う従来の波長分散理論（群遅延理論）では、光ファイバ伝送時の特性劣化を十分に説明できない。そこで、光強度変調成分を考慮した波長分散理論を構築し、広帯域FM信号の高調波発生および受信光信号の光変調度低下現象を説明した。また、同検討結果に基づいて、高調波成分抑圧の観点から見た光ファイバ伝送距離限界：3～4kmを導出し、一般に半径7km程度をカバーすることを前提とする光アクセスシステムでは、総伝送距離の半分程度の分散補償が必要であることを明らかにした。

# 附録3（第3章 FM一括変換型光伝送方式 3.4 歪特性）

## 3.4.8 設計

本節では、本文第3.4節および附録1（第3.4.6節）における歪特性の検討結果に基づき、FM一括変換型光伝送方式における歪配分を明確化すると共に、FM伝送路特性の仕様化を行う。

表3-4-9に、歪配分の対象となる構成ブロックと項目を示す。本文第3.4.4節で述べたように、光受信器のFM伝送路特性は、当該受光レベルに依存して変化するため、光受信器に対する歪配分（群遅延特性仕様）は、小／大受光レベル時に対して個別に行う必要がある。なお、歪特性は、使用するデバイスの性能に強く依存し容易に改善できないため、歪配分は、各ブロックの歪実測値を参照しながら行った。以下に、各項目の具体的導出手順を説明する。

表3-4-9 歪配分項目

構成ブロック	小受光レベル時	大受光レベル時		備考
FM変調器	非直線歪（光周波数変調効率の非線形性）			実測値 （総非直線歪として配分）
光送信器	基本波帯域群遅延特性			所要歪仕様と光受信器性能から導出
光受信器	基本波帯域群遅延特性	基本波帯域群遅延特性	総等価群遅延特性	実測値
	—	2HD帯域群遅延特性 （等価帯域内群遅延特性）		歪実測値から導出
FM復調器	非直線歪（FM復調効率の非線形性）			実測値 （総非直線歪として配分）

本方式の総直線歪は、全システムの所要歪性能（表3-2-1）から、FM変調器およびFM復調器の総非直線歪の実測値（表3-4-9）を差し引く（電力則）ことにより、表3-4-10のように配分できる。次に、この総直線歪量に対応する総等価群遅延特性を、群遅延歪理論式(3-4-8)および(3-4-14)を用いて、図3-4-49のようにマスク規定する。ここで、当該群遅延マスクは、FM伝送路の特性をべき級数でモデリングし、その非線形係数（1次： $b_{1\_system}[\text{psec/GHz}]$ ，2次： $b_{2\_system}[\text{psec/GHz}^2]$ ）の許容範囲として定めた。なお、同マスクの有効周波数帯域は、広帯域FM信号の実効帯域：2.1～3.9GHzである（附録4参照）。

表3-4-10 非直線歪／直線歪 配分仕様

[dBc]	所要歪 (表3-2-1)	総非直線歪 (表3-4-4)	総直線歪
CSO <sub>AM-AM</sub>	-55.0	-66.0	-55.4
CSO <sub>AM-QAM</sub>	-51.0	-72.0	-51.0
CTB	-54.0	-66.0	-54.3



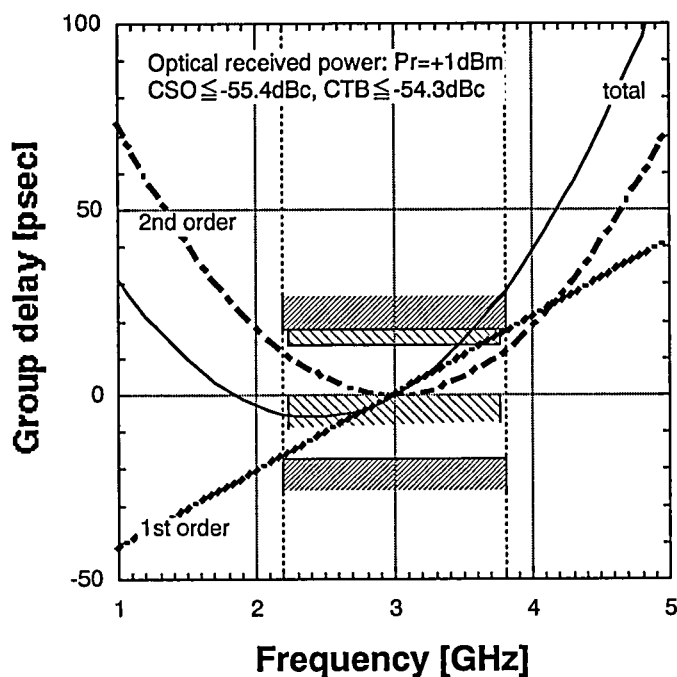
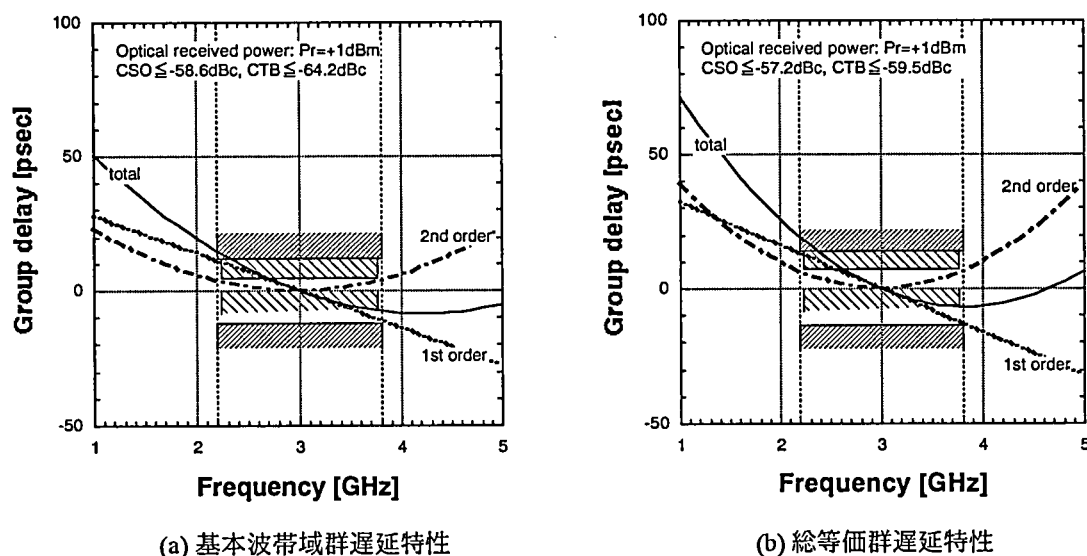


図3-4-49 全システム・総等価群遅延特性マスク

光受信器の基本波帯域群遅延特性は、小／大受光レベル時にそれぞれ実測した群遅延特性を、図3-4-49と同様にべき級数でモデル化することによってマスク規定できる。また、当該群遅延特性に対応する群遅延歪量を、式(3-4-8)、(3-4-14)を用いて算出する。図3-4-50(a)に、大受光レベル時の光受信器・基本波帯域群遅延特性マスク（1次非線形係数： $b_{1\_ONUfund}$ ，同2次係数： $b_{2\_ONUfund}$ ）を例として示す。



(a) 基本波帯域群遅延特性

(b) 総等価群遅延特性

図3-4-50 光受信器・群遅延特性マスク（大受光レベル時）

大受光レベル時には、光受信器内プリアンプの出力飽和によって2HD（ $\sim -20\text{dBc}$ ）が発生するため、当該帯域における群遅延特性を規定する必要がある。具体的には、図3-4-5の評価系における大受光レベル時の歪測定値から、総非直線歪量（表3-4-8）を差し引くことにより総等価群遅延歪量を抽出し、当該歪量に対応する群遅延特性マスク（1次非線形係数： $b_{1\_ONUtotal}$ ，同2次係数： $b_{2\_ONUtotal}$ ）を、図3-4-50(b)のように規定する。

さらに、この総等価群遅延特性マスクから、大受光レベル時の光受信器・基本波帯域群遅延特性マスク（図3-4-50(a)）を差し引き、光受信器の2HD帯域群遅延特性マスクを規定し、対応する群遅延歪量を、式(3-4-8)、(3-4-14)を用いて算出する。

最後に、光送信器の基本波帯域群遅延特性マスクを、全システムの総等価群遅延特性マスク（図3-4-49）から光受信器の総等価群遅延特性マスク（図3-4-50(b)）を差し引いて、図3-4-51（1次非線形係数： $b_{1\_TAtotal}$ 、同2次係数： $b_{2\_TAtotal}$ ）のように規定する。但し、光送信器と光受信器の各群遅延特性は、各デバイスの特性に起因して1次非線形係数（傾き）が互いに逆極性となる性質（光送信器：右上がり、光受信器：右下がり）を有するため、当該係数に関して両者の相殺効果を考慮した。また、当該群遅延特性に対応する群遅延歪量を、式(3-4-8)、(3-4-14)を用いて算出する。

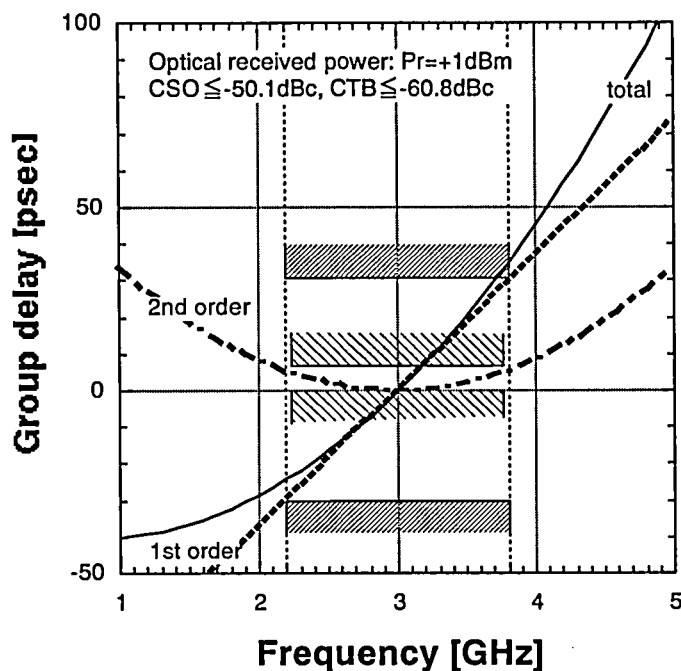


図3-4-51 光送信器・基本波帯域群遅延特性マスク

図3-4-52に、群遅延特性実測結果に対する群遅延特性マスク適用の一例を示す。横軸は、FM搬送波周波数からの偏差を表す。本図において、マスク適合条件は、1次非線形係数に関して、広帯域FM信号の実効帯域内（2.1～3.9GHz）で群遅延特性（○-○間）がマスクA内にあること、2次係数については、同帯域の最低および最高周波数における群遅延量を直線で結んだ特性に関し、FM搬送波波周波数における実際の群遅延特性との差分量（●-●間）が、マスクB内にあることである。以上のように配分した各ブロックの歪仕様を、表3-4-11に示す。

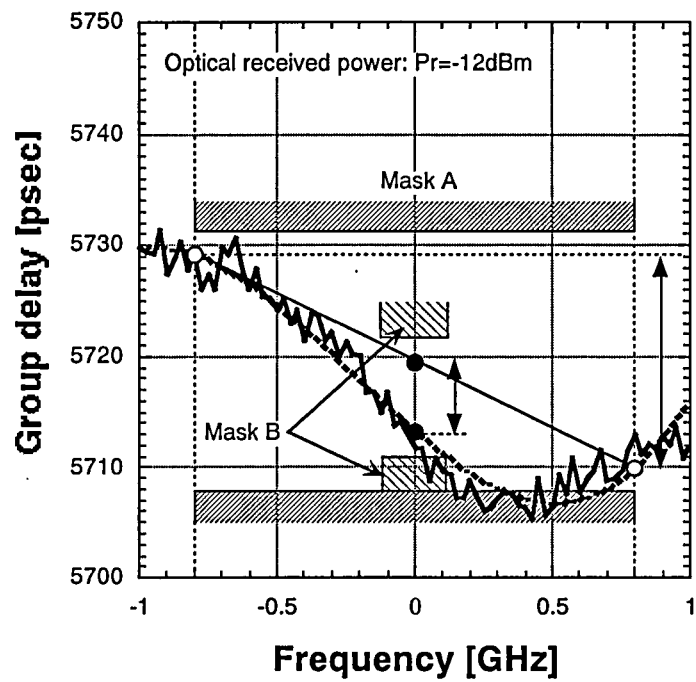


図3-4-52 群遅延特性実測結果に対するマスク適用例

表3-4-11 システム歪配分仕様

[dBc]	総歪量 (所要歪)	FM変調器	光送信器
		非直線歪	基本波帯域 群遅延歪
$\text{CSO}_{\text{AM-AM}}$	-55.0	-69.0	-50.1
$\text{CSO}_{\text{AM-QAM}}$	-51.0	-74.0	-47.0
CTB	-54.0	-69.0	-60.8

光受信器				FM復調器
小受光レベル時	大受光レベル時			
基本波帯域 群遅延歪	総等価 群遅延歪	基本波帯域 群遅延歪	2HD帯域 群遅延歪	非直線歪
-54.8	-57.2	-58.6	-73.2	-69.0
-51.8	-54.7	-55.7	-74.0	-74.0
-61.8	-59.5	-64.2	-66.9	-69.0

### 3.5.5 歪特性から見た所要帯域幅

FM伝送方式では、伝送路の特性に起因して波形歪を発生する場合がある。例えば、本文第3.4.2.1節で説明したように、伝送路の位相特性が非線形性を有すると群遅延歪が発生し、復調信号品質を劣化させる。このため、FM伝送路は、歪特性の立場からも、広帯域FM信号の占有周波数帯域において可能な限り線形であることが望まれる。

本節では、FM伝送路の伝達関数において線形性（フラットネス）を確保した周波数領域を「（線形）帯域」と定義し、当該振幅特性および位相特性のそれぞれについて、歪特性から見た所要帯域幅、即ち広帯域FM信号の実効的なスペクトル帯域幅を明らかにする。

#### 3.5.5.1 FM伝送路の振幅特性による歪劣化[7]

FM伝送では、伝送路の振幅特性が周波数依存性を有すると、非直線性の歪が発生する。そこで、所望の非直線歪性能を確保する観点から、広帯域FM信号に対して当該振幅特性に要求される線形帯域幅を導出する。本文第3.4.2.1節の式(3-4-5)、(3-4-13)と同様に、FM伝送路の伝達関数  $\dot{U}(\Omega)$  を、次式(3-5-13)で表す。

$$\dot{U}(\Omega) = \dot{U}(\Omega_c + lp + mq + \sum_i v_i z_i) \equiv 1 + \dot{g}_{lp+mq+\sum_i v_i z_i} + j\dot{\phi}_{lp+mq+\sum_i v_i z_i} \quad (l, m : \text{整数}) \quad (3-5-13)$$

群遅延歪（位相特性に起因する直線歪）が、上式(3-5-13)の位相項（第3項）に対応するのに対して、振幅特性によって発生する非直線歪は、当該振幅項（第2項）を抽出、展開することで導出できる。例えば、多チャンネルFDM信号に基づく広帯域FM信号の伝搬時に生じるIM2成分は、上式(3-5-13)を式(3-4-3)に代入し、振幅特性  $g$  が含まれる項のみを抽出して、時間微分を施すことにより、次式(3-5-14)のように表すことができる。

・ 1キャリア対  $(p, q)$  により周波数  $f_d (=p-q)$  に発生する非直線歪量（IM2）：

$$\Omega_{p-q} = \frac{p-q}{\Delta F} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} [\dot{g}_{lp+mq} \{J_l(m_p) J_{l-1}(m_p) J_m(m_q) J_{m+1}(m_q) - J_l(m_p) J_{l+1}(m_p) J_m(m_q) J_{m-1}(m_q)\}] \quad (3-5-14)$$

さらに、CSOは、同一周波数  $f_d$  の歪を発生させる全てのキャリア対に対して、上式(3-5-14)を適用してそれぞれ算出したIM2を電力加算することによって求めることができる。

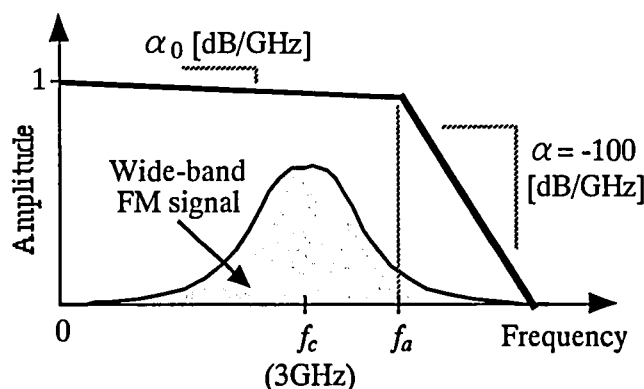


図3-5-14 FM伝送路の振幅特性 検討モデル

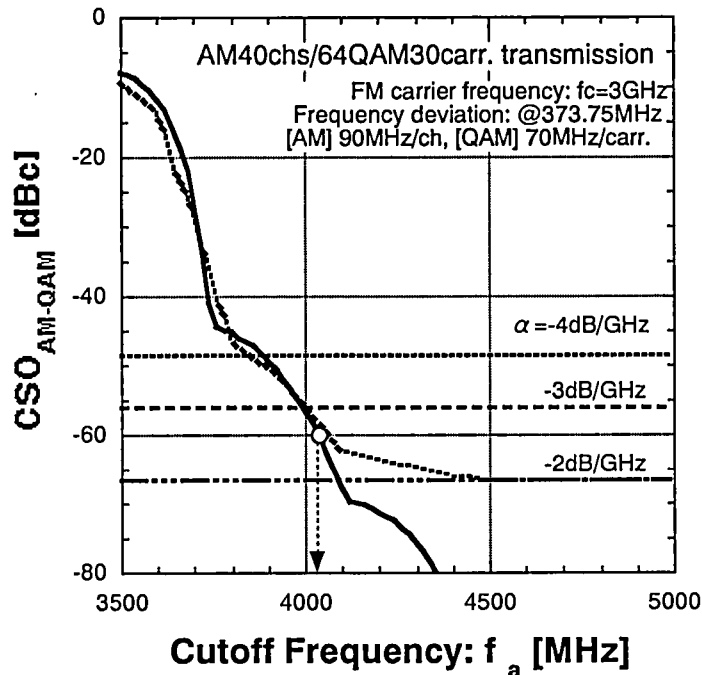


図3-5-15 非直線歪（AM-QAMキャリア間CSO）のカットオフ周波数依存性

図3-5-14に、FM伝送路の振幅特性の検討モデルを示す。カットオフ周波数 $f_a$ を境に、低周波側を周波数無依存のフラットな特性を有する透過帯域（線形帯域）、高周波側を遮断帯域として、当該周波数当たりの減衰比 $\alpha$ を充分大きく（-100dB/GHz一定）設定する。なお、歪理論値の計算上の都合で、透過帯域にも僅かな傾き $\alpha_0$ （=-2~-4dB/GHz）を設けた。図3-5-15には、カットオフ周波数 $f_a$ に対する $CSO_{AM-QAM}$ の依存特性を示す。なお、AM40ch/64QAM30キャリア・ハイブリッド光伝送の標準条件に準じて、周波数偏移量を、AM帯：90MHz/ch，64QAM帯：70MHz/carr.とし、FM搬送波周波数 $f_c$ を3GHzとした。本図より、 $f_a$ が $f_c$ に対して充分高周波である場合には歪特性は影響を受けないが、 $f_c$ に漸近するに伴い歪劣化が生じることが明らかである。従って、FM伝送路に許容歪量を規定すれば、当該振幅特性に関して広帯域FM信号に対する所要帯域幅を見積もることができる。例えば、FM伝送路の歪量として $CSO \leq -70\text{dBc}$ を条件とすると、約4.0GHz以上の線形帯域幅を確保する必要があることが分かる。

### 3.5.5.2 FM伝送路の位相特性による歪劣化[8]

本文第3.4.2.1節に述べたように、FM伝送路の位相特性（遅延特性）に非線形性（群遅延偏差）があると、群遅延歪が発生する。また、広帯域FM伝送では、ガウス分布に類似の周波数スペクトル形状に起因して、スペクトル中心に近い程、群遅延偏差が歪特性に与える影響が大きくなるため、FM搬送波近傍の帯域では特にフラットな群遅延特性を確保する必要がある。そこで、群遅延歪理論に基づいて、所望の歪性能を確保する観点から、FM伝送路の群遅延特性に要求される線形帯域幅を明らかにする。

図3-5-16に、FM伝送路の群遅延特性の検討モデルを示す。周波数 $f_b$ を境に、高周波側を周波数無依存のフラットな特性を有する線形帯域とし、低周波側において当該群遅延量が急激に変化する（群遅延偏差 $\beta = -50\text{psec/Hz}$ ）特性を想定する。なお、歪理論値の計算上の都合により、線形帯域にも微少な偏差 $\beta_0$ （=0.001psec/Hz）を設けた。このようなFM伝送路特性に対して、群遅延歪に許容レベルを規定することにより、FM搬送波周波数 $f_c$ と境界周波数 $f_b$ との偏差量として、広帯域FM信号に対する所要帯域幅を見積もることができると考えられる。

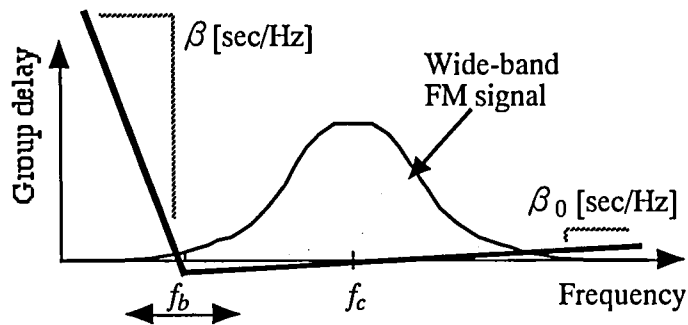


図3-5-16 FM伝送路の位相特性（遅延特性） 検討モデル

図3-5-17に、境界周波数 $f_b$ に対する $\text{CSO}_{\text{AM-QAM}}$ の依存特性を示す。なお、周波数偏移量等の光伝送パラメータ条件は、図3-5-15と同様とし、横軸は、FM搬送波周波数 $f_c$ に対する $f_b$ の偏差量（ $f_b - f_c$ ）として表わした。本図より、 $f_b$ が $f_c$ に漸近するに伴って歪劣化が発生し、例えばFM伝送路に対する許容歪量を $\text{CSO} \leq -70\text{dBc}$ とすると、広帯域FM伝送に必要な線形帯域幅は $f_c \pm 900\text{MHz}$ 程度と、当該1次上下側波帯成分の占有帯域にほぼ等しいことが分かる。即ち、FM伝送路の群遅延特性は、同帯域内においてのみ管理されれば必要十分であり、FMスペクトルの高次成分や $3\sigma$ の帯域に亘って管理する必要はない。

なお、本文第3.4.2.2節で説明したように、本方式では、FM復調器の構成および復調原理に起因して、高調波帯域の群遅延特性をも考慮する必要がある。そこで、高調波が基本波に対して整数倍の周波数偏移量を有することを前提に同様の検討を行い、その結果を、図3-5-17中に併記した。本図より、2HD、3HDに対する所要帯域幅は、それぞれ $f_c \pm 1.2\text{GHz}$ 、 $\pm 1.4\text{GHz}$ であることが分かる。

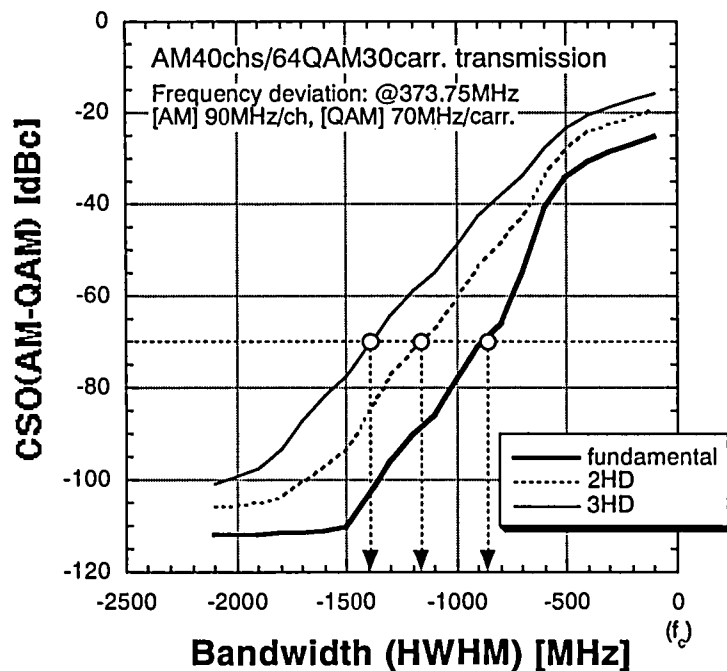


図3-5-17 群遅延歪（AM-QAMキャリア間CSO）の境界周波数依存性



#### 4.2.5 光受信器の非線形性による信号品質劣化

広帯域FM/ベースバンドデジタル重畳伝送方式では、広帯域FM信号とベースバンドデジタル信号とを多重伝送する構成に起因して、伝送系の非線形性により過剰な信号品質劣化が生じる可能性がある。特に、光受信器の受光レベルが大きい場合は、両信号レベルの増大に伴い非線形性が顕著となるため、伝送特性に及ぼす影響を十分に把握しておく必要がある。

本節では、広帯域FM信号とデジタル信号との間で生じる相互変調歪成分に着目し、光受信器の群遅延特性によるAM-FM変換効果との組み合わせによって、本方式特有のCNR劣化現象をモデル化、検証すると共に、当該CNR劣化を低減するための所要条件を明らかにする。

図4-2-14に、光受信器内伝送路を伝搬しFM復調器へ入力する信号のスペクトル観測例を、図4-2-15には、光受信器・受光レベルに対する当該スペクトルの依存特性の観測結果を示す。なお、観測を容易にするため、FM変調信号を無変調状態(搬送波のみ)とし、デジタル信号のデータパターンを、PN7段(図4-2-14)または1/0交番(図4-2-15)とした。図4-2-14において、本来線スペクトルであるべきFM搬送波の周辺に、デジタル信号のスペクトルに相似の周波数成分が擬似的な側波帯として発生している。また、図4-2-15から、当該側波帯レベルが、受光レベルの上昇に伴い増大する傾向が明らかである。これらの結果から、光受信器内の伝送路(pin-PD～プリアンプ～AGCアンプ)が有する非線形性によって、広帯域FM信号・ベースバンドデジタル信号間の相互変調歪(IM2)が発生していることが分かる。

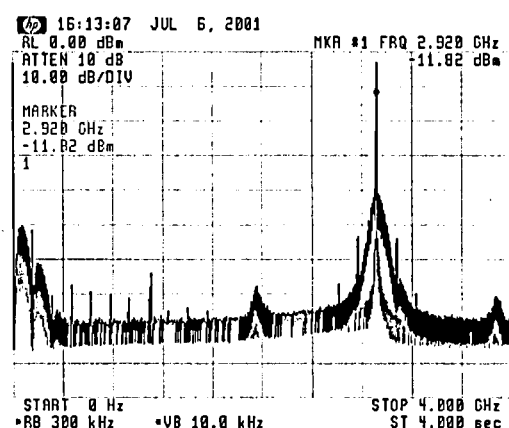


図4-2-14 FM復調器入力信号の周波数スペクトル 観測例 (デジタル信号：PN7段)

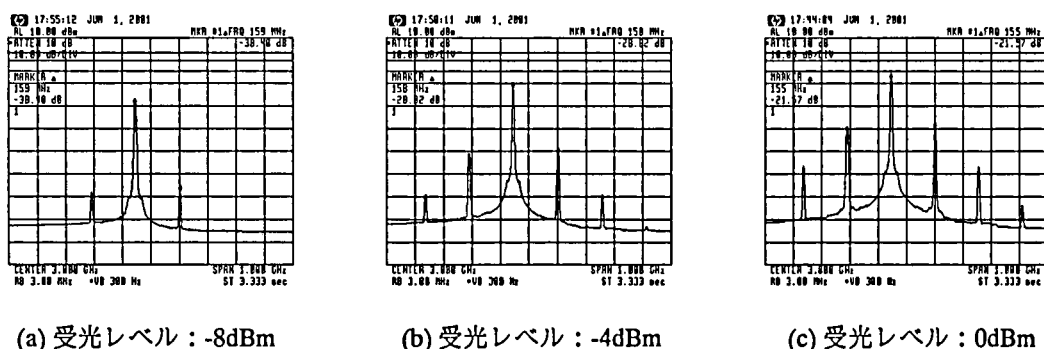


図4-2-15 FM復調器入力信号の周波数スペクトルの受光レベル依存性 観測例 (デジタル信号：1/0交番)



このような相互変調歪に対して、伝送路の群遅延特性が与える影響を、図4-2-16のようにモデル化し、検討する。FM搬送波周波数を $f_c$ 、デジタル信号の周波数を $f_s$ とすると、両信号間のIM2は、本図(a)に示すように、FM搬送波の上下： $f_c \pm f_s$ にデジタル信号と相似のスペクトルを形成する。当該スペクトル成分は、FM搬送波の側波帯として、デジタル信号と同様の振幅変動（AM変調成分）を広帯域FM信号に与え、また光受信器・受光レベルの上昇に伴って、より大きな振幅変動を生じさせる。このような信号を、本図(b)のような群遅延偏差（位相特性）を有する伝送路上を伝搬させると、当該側波帯成分の位相が本来の同相状態（AM変調条件）から偏移して、同図(c)に表すように、一部が直交位相（FM変調条件）に転換する。このFM変調成分は、FM復調器によってベースバンドデジタル信号に相似の妨害成分に変換され、本来の復調情報である多チャンネルFDM信号のDURを劣化させると考えられる。

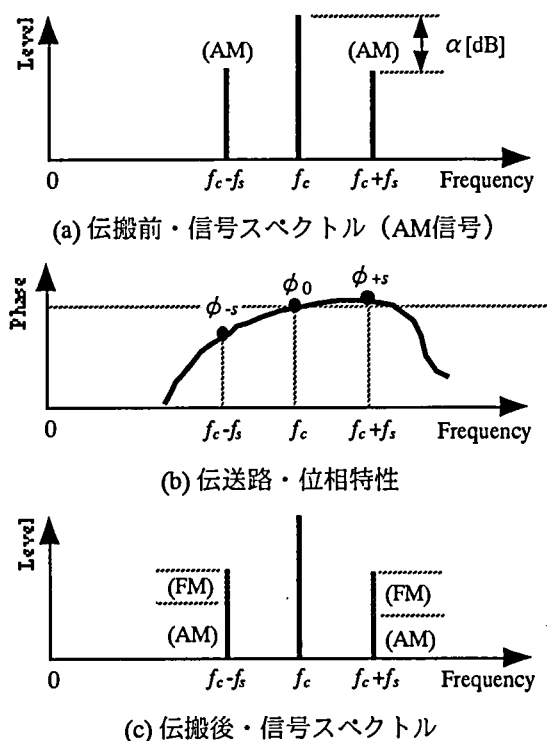


図4-2-16 相互変調歪と群遅延特性によるCNR劣化現象 検討モデル

以上のCNR劣化モデルに基づいて、FM復調器出力における妨害成分レベルと、伝送路のIM2レベルおよび群遅延偏差との関係を導出する。図4-2-17に、想定した群遅延特性を示す。即ち、FM搬送波周波数 $f_c$ を中心に左右対称とし、 $f_c$ 以外の周波数帯で遅延偏差量： $+D_s$ 一定の特性とする。なお、図4-2-16(a)に示すように、広帯域FM信号・ベースバンドデジタル信号間のIM2、即ち伝搬信号の振幅変動量を表すパラメータとして、AM側波帯レベル $\alpha$  [dB]（FM搬送波レベルを基準）を定義した。

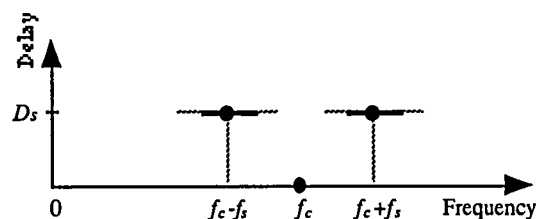


図4-2-17 光受信器内伝送路の群遅延特性 想定モデル

図4-2-18および図4-2-19に、光受信器内伝送路を伝搬した信号に関して、遅延偏差量 $D_s$ に対する当該FM変調指数および当該周波数偏移量の依存特性をそれぞれ示す。図4-2-18において、FM変調指数と遅延偏差量の関係は、振幅変動周波数 $f_s$ に依存せず、AM側波帯レベル $\alpha$ によって一意に決定されるのに対し、当該周波数偏移量は、図4-2-19のように $f_s$ に比例して上昇する性質を示すことが分かる。例えば、図4-2-20に示すように、伝搬信号が、周波数に依らず一定レベルのAM側波帯成分（白色雑音等）を有する場合においても、FM復調後の妨害成分は、高周波程増大する「三角雑音」の性質を示す。

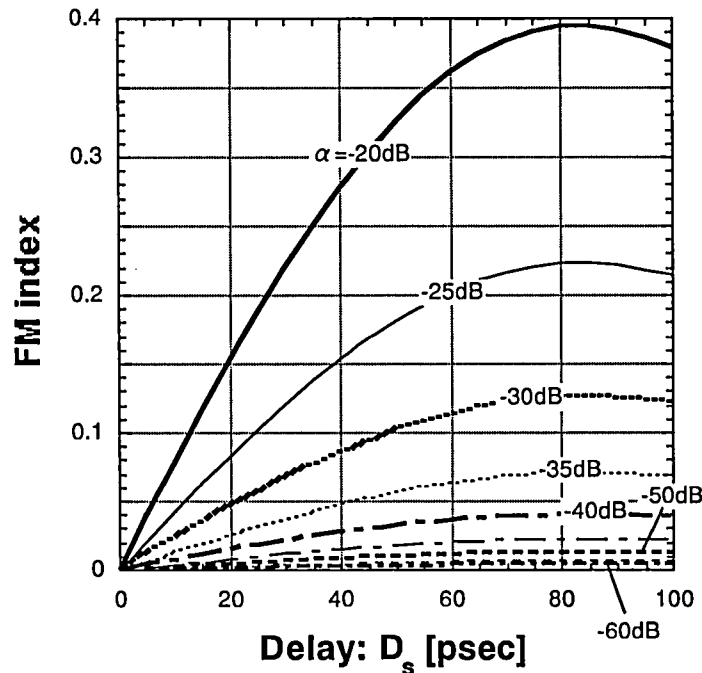
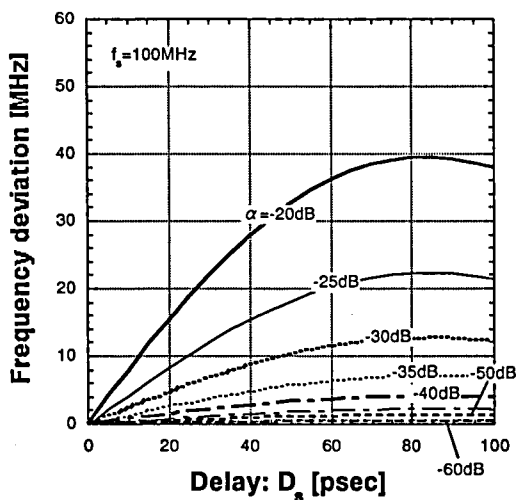
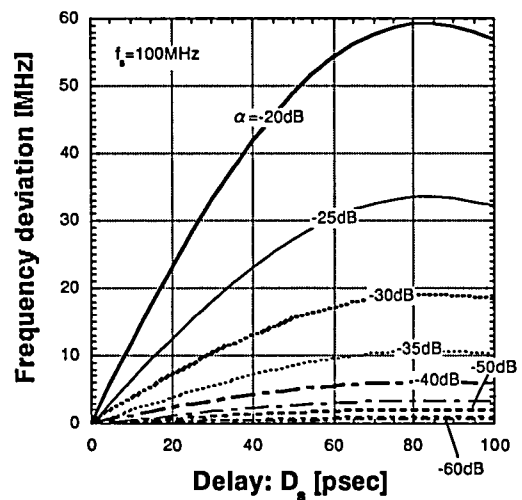


図4-2-18 伝搬信号のFM変調指数



(a) 振幅変動周波数 $f_s=100\text{MHz}$



(b) 振幅変動周波数 $f_s=150\text{MHz}$

図4-2-19 伝搬信号の周波数偏移量

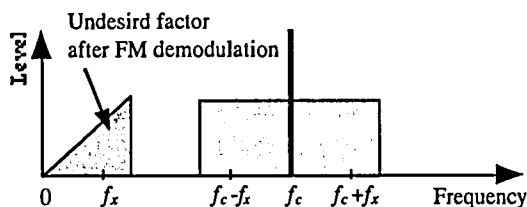
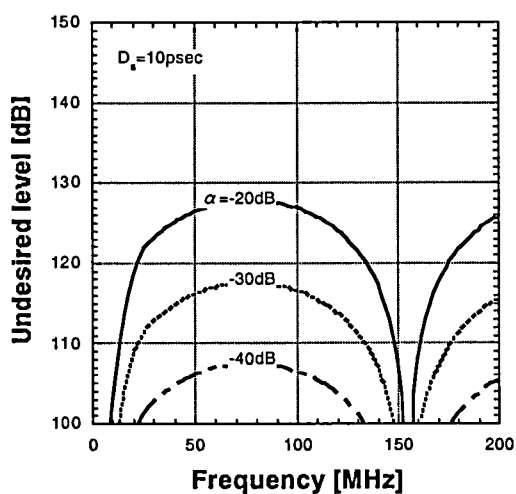
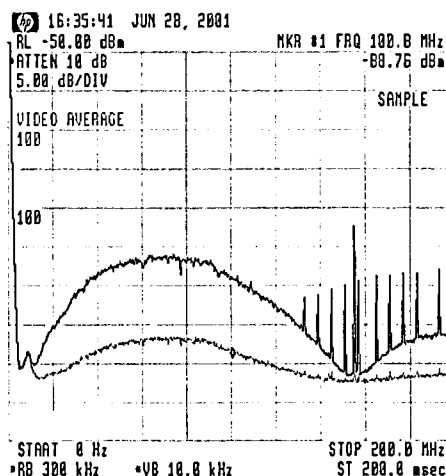


図4-2-20 伝搬信号とFM復調出力における妨害成分スペクトル 模式図  
(AM側波帯レベル一定：白色性の場合)

図4-2-21に、上述の検討結果に基づき算出した妨害成分スペクトル形状の理論値(a)と、FM復調出力におけるベースバンド帯域のスペクトル観測結果(b)を示す。なお、理論値算出に当たり、光受信器内伝送路の群遅延特性として、AGCアンプの実測データ（本文図3-4-6）を用いた。また、ベースバンドデジタル信号のスペクトル形状をSinc関数で表現し、伝搬信号のAM側波帯レベル $\alpha$ をパラメータとした。本図から分かるように、妨害成分スペクトルは、伝搬信号がデジタル信号に相似のAM側波帯成分を有することに起因して、当該スペクトル（Sinc関数）と三角雑音（周波数比例）特性との積に相当する形状を備えることが明らかである。



(a) 理論値（縦軸：arbitrary）



(b) 観測結果

図4-2-21 FM復調器出力におけるベースバンド帯域の妨害成分スペクトル

以上の検討結果に基づいて、FM復調信号のCNR特性から見た、光受信器の相互変調歪に対する許容条件を理論的に検討する。図4-2-17の群遅延特性を前提として、FM復調信号（AM信号）CNRの遅延偏差量依存性を、図4-2-22に示す。本図より、例えば、遅延偏差量 $D_s \sim 10\text{psec}$ の条件下において、広帯域FM信号／ベースバンドデジタル信号多重伝送時の $\text{CNR} \geq 48\text{dB}$ を確保するためには、広帯域FM信号のAM側波帯レベル $\alpha \leq -35\text{dBc}$ に抑圧する必要があることが分かる。

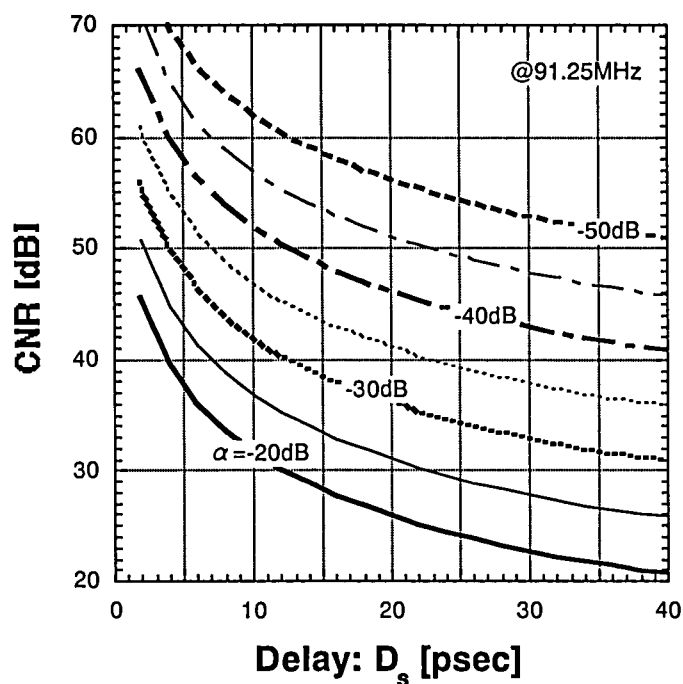


図4-2-22 CNRの遅延偏差量依存性（AM帯第1ch @91.25MHz）

さらに、図4-2-23に、広帯域FM信号・AM側波帯レベルの受光レベル依存性の測定結果を、図4-2-24には、当該測定結果をCNR劣化モデルに適用し算出したCNRのFM信号光・受光レベル依存性の理論値を、対応するCNR測定値と共に示す。本図において、AM側波帯レベル $\alpha$ が大きい場合、CNRは受光レベルに伴い上昇するものの、過度に受光レベルを大きくすると急激に劣化するという特有の傾向を示す。また、 $\alpha$ を低減すれば、大受光レベル時のCNR劣化をほぼ抑圧できることが分かる。いずれの場合においても、CNR理論値は、測定結果と良く整合し、上述のCNR劣化モデルの妥当性を示している。

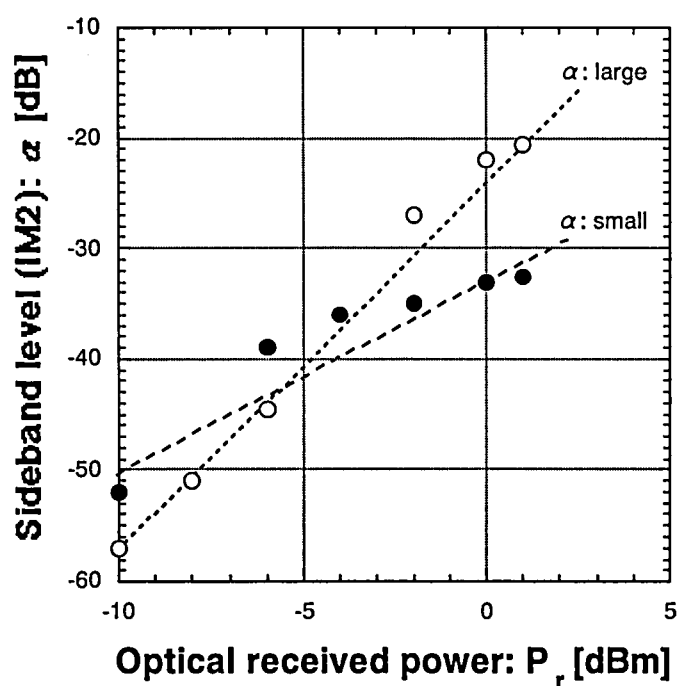


図4-2-23 広帯域FM信号・AM側波帯レベル（振幅変動成分）の受光レベル依存性 測定結果

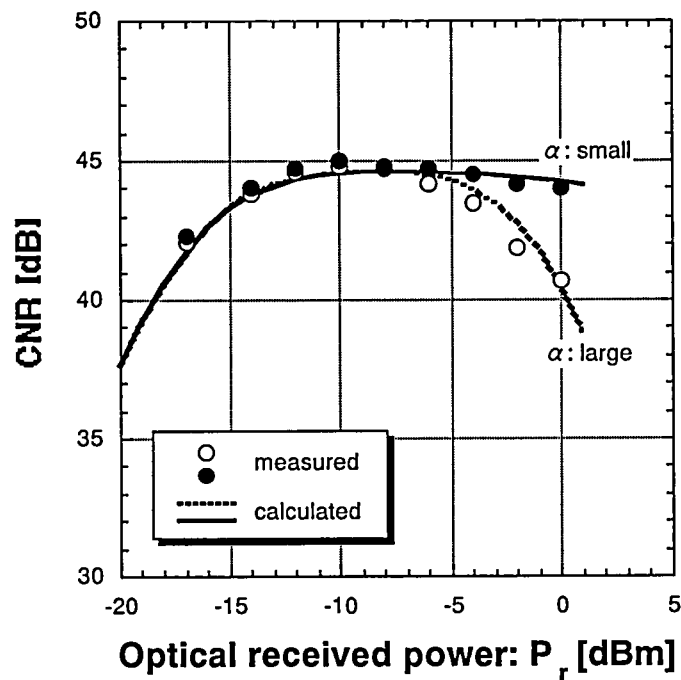


図4-2-24 CNRの受光レベル依存性 理論値と測定値

以上のように，大受光レベル時に発生するCNR劣化現象を，光受信器の非直線歪（相互変調歪）と直線歪（群遅延特性）との組み合わせ作用としてモデル化し，CNR劣化を抑圧するための条件として，伝送系の相互変調歪レベル：約-35dBc以下，群遅延偏差：約10psec以内を導出，検証した。